

TREBALL FI DE GRAU

Grau en Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica

**DISSENY DE UN INVERSOR BIDIRECCIONAL PER A MICRO-
XARXA ELÈCTRICA.**



Memòria i Annexos

Autor:	Javier Córdoba Hernández
Director:	Francisco Casellas Beneyto
Convocatòria:	Maig 2019

Resum

Aquest treball de fi de grau pretén el disseny i la implementació de un convertidor estàtic de energia elèctrica, per al processament d'energia de un panell fotovoltaic a una micro-xarxa elèctrica. Per tal de realitzar la implementació del control, s'ha volgut dissenyar el control per la implementació en una DSP.

Primer s'ha volgut fer un estudi dels elements que componen el control de un sistema d'aquest tipus, exposant els elements que intervenen en el sistema així com els elements que componen tot el control.

Després s'han definit els elements que componen el sistema i s'ha parametrizat segons el estudi dels recursos de hardware i software disponibles.

Per tal de poder validar el correcte funcionament del disseny, es pretén utilitzar el entorn de simulació de PSIM. Aquest entorn de simulació, permet la fàcil implementació en la DSP que permet controlar el sistema a partir dels paràmetres que es troben introduïts en les diferents simulacions realitzades amb el software de simulació.

Un cop definit els elements de control del sistema, es dissenya la PCB d'acord al prototip que es vol implementar i s'explica els elements que formen part del sistema d'adquisició de dades.

Resumen

Este trabajo de fin de grado pretende el diseño y la implementación de un convertidor estático de energía eléctrica, para el procesamiento de energía de un panel fotovoltaico a una micro-red eléctrica. Por tal de realizar la implementación del control, se ha querido diseñar el control para la implementación en una DSP.

Primeramente se ha querido hacer un estudio de los elementos que componen el control de un sistema de este tipo, exponiendo los elementos que intervienen en el sistema así como los elementos que componen todo el control.

Después se ha definido los elementos que componen el sistema y se ha parametrizado según el estudio de los recursos de hardware y software disponibles.

Por tal de poder validar el correcto funcionamiento del diseño, se pretende utilizar el entorno de simulación de PSIM. Este entorno de simulación, permite la fácil implementación en la DSP que permite controlar el sistema a partir de los parámetros que se encuentran introducidos en las diferentes simulaciones realizadas con el software de simulación.

Una vez definido los elementos de control del sistema, se diseña la PCB de acuerdo al prototipo que se quiere implementar i se explica los elementos que forman parte del sistema de adquisición de datos.

Abstract

The aim of this dissertation is to design and parameterize a static converter of electrical energy, for energy processing from a photovoltaic panel to a micro-electrical network. In order to carry out the control implementation, it has been designed in a DSP.

Firstly, a study of the elements which make up the system control of this type was carried out. This study explained the elements which take part in this system as well as the control elements that form the entire control.

Then, the system elements were defined and parameterized according to the study of hardware resources and available software.

In order to be able to validate the correct design operation, it is intended to use the simulation environment of PSIM. This simulation environment allows the easy implementation in the DSP that controls the system from the parameters which are introduced in the different simulations carried out the simulation software.

Finally, a PCB is designed in accordance with the prototype which is to be implemented and the elements which are part of the acquisition system are explained.



Agraïments

Vull agrair als meus professors que d'alguna manera o altre m'han ajudat en la formació universitària i altres que em van guiar en la meva formació personal.

També ho vull agrair als meus companys d'universitat per deixar-me compartir aquests bons moments

I per últim i més important ho vull agrair als meus sers estimats, per el seu suport incondicional: als meus pares Nicolás i Isabel, al meu germà Carlos i a la meva novia Judit.

A tots, moltes gràcies.







Índex

RESUM	I
RESUMEN	II
ABSTRACT	III
AGRAÏMENTS	IV
1. ORIGEN DEL TREBALL I MOTIVACIÓ	1
2. INTRODUCCIÓ	3
2.1. Objectius del treball.....	3
2.2. Abast del treball.....	3
3. ESTAT DE L'ART	4
3.1. Marc històric.....	4
3.1.1. Les energies renovables en l'actualitat.....	4
3.1.2. La energia solar en Espanya.....	5
3.2. Inversors actuals per a la distribució a la xarxa.....	5
3.2.1. Convertidor CC/CA monofàsic de dos nivells	6
3.2.2. Convertidor CC/CA monofàsic de tres nivells.....	7
3.2.3. Convertidor CC/CA trifàsic de dos nivells	7
3.2.4. Convertidor CC/CA trifàsic de tres nivells.....	8
4. DESCRIPCIÓ TEÒRICA DEL SISTEMA I SIMULACIÓ	10
4.1. El panell solar	11
4.1.1. “Maximum power point tracking”	13
4.2. Convertidor elevador.....	18
4.2.1. Modulació per amplada de pols “PWM”	21
4.3. Inversor trifàsic	22
4.3.1. Transformació de Clarke.....	25
4.3.2. Transformada de Park.....	27
4.3.3. Estratègia de modulació vectorial “SVPWM”	28
4.4. Control	31
4.4.1. PLL o llaç d’enganxament de fase.....	33
4.4.2. Control de llaç de corrent.	34
4.4.3. Llaç de control del bus de continua.....	37

4.4.4.	Control “MPPT” del elevador.....	38
5.	CONTROL DIGITAL	41
5.1.1.	DSP	42
5.1.2.	Autogeneració de codi PSIM	46
6.	DISSENY DE LA PLANTA.....	56
6.1.1.	Càlcul del elevador.	58
6.1.2.	Càlcul del inversor.	61
7.	SIMULACIONS DEL SISTEMA	63
7.1.	Simulació del panell solar	63
7.2.	Simulacions de bloc DC/DC.....	67
7.2.1.	Simulació en llaç obert	68
7.2.2.	Simulació del MPPT	70
7.3.	Simulacions del bloc DC/AC	76
8.	IMPLEMENTACIÓ DEL DISSENY	82
8.1.	Adquisició de senyals	82
8.1.1.	Sensor incorporats al mòdul Guash	82
8.1.2.	Sensors del elevador de tensió	84
8.2.	Proteccions.....	85
8.3.	Drivers del inversor Guash.....	87
8.4.	Realització de la PCB	89
8.5.	Programació de la DSP	91
8.5.1.	Code Composer	91
8.6.	GSS.....	95
9.	RESULTATS EXPERIMENTALS	98
10.	TREBALL FUTUR	101
	CONCLUSIONS	103
	PRESSUPOST I/O ANÀLISI ECONÒMICA	105
10.1.	Recursos de material	105
10.2.	Recursos de test i desenvolupament	106
10.3.	Recursos humans	106
10.4.	Cost total	107
	BIBLIOGRAFIA	109



1. Origen del treball i motivació

Quan vaig començar a fer pràctiques curriculars al departament de I+D de una empresa dedicada exclusivament a fer fonts d'alimentació i dissenys de convertidors estàtics de potència, va néixer en mi una gran curiositat i admiració per el que els enginyers del meu departament feien. Ells s'encarregaven des de el disseny del esquemàtic fins a la mecànica de la font en qüestió. A mi per exemple, quan vaig començar a treballar, no em podia imaginar el gran nivell de complexitat que arribava a tenir la distribució de pistes d'una PCB. Una mala distribució de pistes pot fer que el teu disseny no es pugui vendre ja que pot afectar negativament a les EMC o fins i tot fer que el teu disseny no funcioni empíricament per acoblament entre les teves senyals.

La meva voluntat de coneixement a nivell laboral i la meva consciència sobre la millora de el impacte ecològic i mediambiental que tenen les fonts renovables d'energia em va motivar a realitzar un treball de fi grau on les pugues unificar.

2. Introducció

Vivim en una societat conscienciada del problema de les energies fòssils, i cada vegada més ens estem tornant més conscients de l'impacte de la contaminació en el nostre món. La supervivència de la societat en la que vivim passa per la transformació energètica en energies renovables. Es per això que s'ha volgut fer un projecte en el que es contribuís en aquest objectiu amb la autogeneració fotovoltaica.

2.1. Objectius del treball

El objectiu del present projecte es tractar de introduir i profunditzar amb els elements relacionats amb l'electrònica de potència en un sistema de generació solar fotovoltaica que injecta potència a la xarxa.

El fet de decidir com a principal motivació l'electrònica de potència, neix precisament de les assignatures cursades en la universitat. Ha sigut un tema que en la meua opinió se li ha dedicat molt menys temps del que es deu tenir en compte la importància que té en el àmbit de l'electrònica.

Es per això que he volgut dedicar el projecte en fer un estudi per a tenir clars els conceptes segurament bàsics però que em permetran tenir una bona base de coneixements

2.2. Abast del treball

Començarem amb una explicació de cada element que configura un sistema d'injecció trifàsica i quina es la estratègia de control emprada.

S'explicarà també la implementació de control digital en una DSP i el per què del control digital

Un cop introduïts tots els elements, es dissenyarà una planta trifàsica la qual es simularà mitjançant PSIM. Un cop realitzades les diferents simulacions, s'implementarà el codi en una DSP per tal d'introduir-lo en una aplicació real .

3. Estat de l'art

En l'estat de l'art es pretén definir el marc històric de el camp d'estudi, per tal de definir i entendre l'estat de les tecnologies emprades a l'actualitat, i també en l'estudi de les topologies de inversors utilitzades en la distribució d'energia a la xarxa elèctrica.

3.1. Marc històric

3.1.1. Les energies renovables en l'actualitat

Avui en dia, l'ampli consum de recursos energètics, la majoria procedents de fonts d'energia no renovables, presenta el problema de trobar noves fonts d'energia que gradualment substitueixen les fonts d'energia no renovables, com el carbó, el petroli o el gas natural, les reserves de les quals poden esgotar-se en un futur proper. Com a conseqüència de l'augment de la preocupació mediambiental, l'ús de l'energia verda es pot considerar un benefici per a l'entorn global.

Podríem definir les energies renovables com aquelles energies obtingudes a partir de fonts naturals pràcticament inesgotables, ja sigui per la immensa quantitat d'energia que contenen o perquè són capaces de regenerar-se per mitjans naturals.

A més, el desenvolupament de les poblacions allunyades dels centres de generació central fa molt interessant que la tecnologia permeti localitzar aquestes fonts d'energia en qualsevol lloc, sense la necessitat de crear grans infraestructures de transmissió i distribució d'energia elèctrica, a causa dels costos econòmics i ambientals que aquests comporten.

D'aquesta manera, en apropar els punts de generació als punts de consum, es redueix el cost de subministrar el sistema, les pèrdues d'energia i l'impacte ambiental, aportant una solució excel·lent per a les necessitats de potència remotes. El paradigma que vol resoldre aquest problema és l'anomenada generació distribuïda.

Les energies renovables i el seu ús en el sistema de generació distribuïda tenen el suport de governs que intenten afavorir la seva expansió. Aquestes polítiques també tenen com a objectiu regular la generació i la qualitat del servei.

Per aquestes raons, algunes fonts d'energies renovables, com l'energia solar fotovoltaica, ofereixen una excel·lent solució per a aquests problemes i, per tant, es poden utilitzar per a sistemes d'energia distribuïda que ofereixen energia elèctrica de manera independent.

3.1.2. La energia solar en Espanya

La energia fotovoltaica a España ha sofert un canvi de paradigma en el últim any que ha trencat amb el passotisme amb el que es veia la energia fotovoltaica a Espanya .

El actual govern de Pedro Sánchez va suprimir el 5 de Octubre de 2018 el anomenat comunament per la societat com el 'impost al sol'. Aquest controvertiu peatge, que va entrar en vigor en 2015, el devia abonar tothom que produïa energia elèctrica mitjançant panells solars . Aquest impost era un càrrec a la factura de la llum per la energia que es produïa i destinava al autoconsum. Es pagava per estar connectat a una xarxa elèctrica convencional de alguna empresa elèctrica, pel fet de no quedar-se sense energia en cas de que les hores de sol fossin insuficients. Aquest impost era sufragat per els usuaris amb un servei superior als 10 kW [11]. Per sota d'aquesta xifra, el consum aproximat de una família de 4 membres, la energia produïda quedava lliure de pagament, encara que era una mesura provisional. La eliminació d'aquest impost suposa que les companyies elèctriques deixen de percebre 4,1 milions d'euros per cada 100 MW nous instal·lats [11].

Queda per veure si aquesta supressió és definitiva i els futurs governs la mantenen però aquesta mesura suposa un incentiu per l'autoconsum a Espanya, ja que l'aposta per el autoconsum fotovoltaic en una família suposa un esforç econòmic. Una instal·lació fotovoltaica domestica per a una família de 4 membres costa uns 5000 euros i te una vida de 35 anys. Aquest estalvi esdevé un estalvi de 100 euros mensuals, segons [11].

En Espanya, les comunitats que més es beneficien de l'autoconsum son Castilla -La Manxa , Andalusia y Extremadura que sumen casi el 50% de la potencia fotovoltaica instal·lada com a productors [11]. Aquestes comunitats es beneficien sobretot en el sector agrícola , ja que aprofiten la energia produïda per el bombeig del sistema de reg .

El gir en la política energètica del govern connecta amb l'acord al que ha arribat la Comissió Europea sobre la directiva de energies renovables, que fixa que el 32% de la energia final consumida a la UE en el 2030 tingui aquest origen [11].

3.2. Inversors actuals per a la distribució a la xarxa

Els panells fotovoltaics que s'estudiaran son aquells que estan connectats a la xarxa i per això necessiten d'un inversor de potència que transformi la corrent continua a corrent alterna.

El desenvolupament de els inversors de potencia ha desenvolupat un gran avanç en la distribució d'energia renovable. Aquesta innovació en els diferents tipus de convertidors, juntament amb

diferents estratègies de control, ha permès la transformació de les xarxes de distribució convencionals en unes xarxes més eficients.

El augment d'eficiència ve donat pel fet de que tenen la quantitat mínima de elements, al reduir els elements de la xarxa es redueixen costos i possibles avaries a més de simplificar el sistema, i pel fet de que amb en els algoritmes de control actuals són capaces de captar més energia solar fent-los més hàbils a l'hora de aprofitar l'energia solar.

Encara que existeixen desenes de topologies implementades en major o menor mesura, aquest apartat pretén fer una introducció als inversors més implementats. La classificació de les topologies de els inversors connectats a xarxa podria ser segons el número de connexions, entre els inversors monofàsics i els inversors trifàsics.

3.2.1. Convertidor CC/CA monofàsic de dos nivells

La topologia més estesa en aplicacions solars fotovoltaïques de baixa potència és la del inversor en font de tensió (VSI) monofàsic en pont complet.

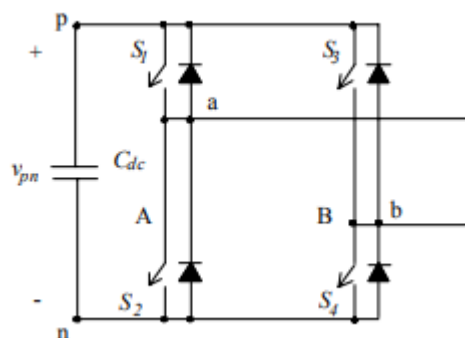


Figura 1. Convertidor monofàsic de dos nivells [1]

L'inversor monofàsic està format per dues branques, A i B, cadascuna d'elles constituïdes per dos interruptors i dos díodes connectats en antiparal·lel que tenen la funció de permetre que la circulació de corrent al llarg de la branca sigui bidireccional. Amb aquest muntatge, es pot aconseguir que la tensió de sortida sigui nul·la, si les dues branques estan connectades al mateix punt, positiva V_{pn} o negativa $-V_{pn}$, segons com estiguin connectades a "p" i "n". [1]

Ja que la tensió alterna de sortida només pot prendre els valors 0, V_{pn} i $-V_{pn}$, la seva forma de ona és discreta i quadrada, distant molt de la sinusoide que es desitja obtenir. Per solucionar el problema s'incorpora un filtre a la sortida de l'inversor. Aquest filtre permet suavitzar la forma d'ona, filtrant els

harmònics d'alta freqüència per deixar passar, teòricament, només la component fonamental a la freqüència de treball (en aquest cas la freqüència de la xarxa) [1].

3.2.2. Convertidor CC/CA monofàsic de tres nivells

La topologia de l'inversor de tres nivells descrita és la NPC, que actualment és una de les més esteses entre els inversors de tres nivells.

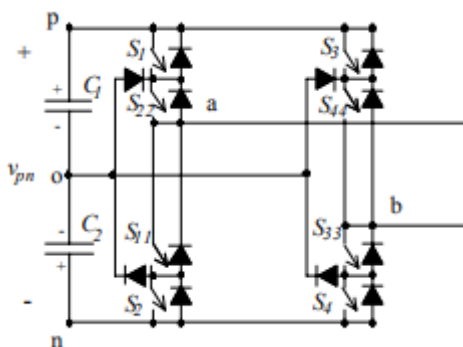


Figura 2. Convertidor monofàsic de tres nivells [1]

En aquest convertidor, cada branca, a més de poder connectar-se als punts "p" i "n", també es pot connectar al punt central "o". Aquest punt coincideix amb el neutre del bus de contínua, i està connectat al bus a través de dos condensadors, C1 i C2, de la mateixa capacitat. La tensió en borns de cada condensador és la meitat de la tensió d'entrada, és a dir, $V_{pn} / 2$. [1]

Cada branca pot estar connectada a tres punts diferents en funció de l'estat dels seus interruptors, adquirint el voltatge d'aquests punts ($v_p = V_{pn} / 2$, $v_o = 0$, $v_n = -V_{pn} / 2$). Ja que cadascuna de les dues branques pot adquirir tres valors de tensió, el inversor pot presentar els $3^2 = 9$ estats de commutació [1].

Al tenir ara tres nivells de tensió i un nombre d'estats més gran que l'obtingut per al inversor trifàsic de dos nivells, la tensió de sortida es podrà aproximar molt més al valor desitjat. Tot i que aquesta topologia introdueix una major aproximació a la tensió de sortida desitjada, la forma d'ona obtinguda encara distarà bastant de ser sinusoidal, per la qual cosa s'ha d'incorporar un filtre a la sortida l'inversor, de manera que es neutralitzin els harmònics de major freqüència i les formes d'ona es suavitzin. La mida d'aquest filtre depèn de la qualitat de l'estratègia de modulació utilitzada. [1]

3.2.3. Convertidor CC/CA trifàsic de dos nivells

La topologia més estesa en aplicacions solars fotovoltaïques de alta potència és la del inversor en font de tensió (VSI) de dos nivells trifàsic en pont complet.

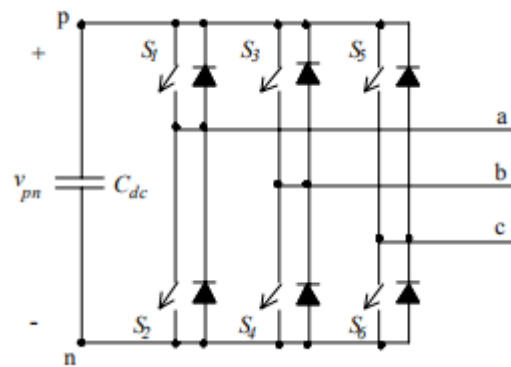


Figura 3. Convertidor trifàsic de dos nivells [1]

L'esquema de l'inversor VSI de dos nivells trifàsic és anàleg al de l'inversor monofàsic, amb la diferència que en aquest cas consta de tres branques de fase, A, B i C, cadascuna amb els seus respectius interruptors i díodes. Igual que en l'inversor monofàsic, la tensió composta de sortida només pot prendre els valors 0, V_{pn} i $-V_{pn}$, de manera que té una forma d'ona quadrada. Per aconseguir que sigui sinusoidal s'incorporen tres filtres iguals la sortida de l'inversor, un a cada fase. [1].

Al ser aquest inversor el escollit al nostre projecte, aquesta topologia s'explicarà amb més detall al capítol 4.3 .

3.2.4. Convertidor CC/CA trifàsic de tres nivells

La topologia escollida de nou per el inversor trifàsic de tres nivells es de nou la NPC.

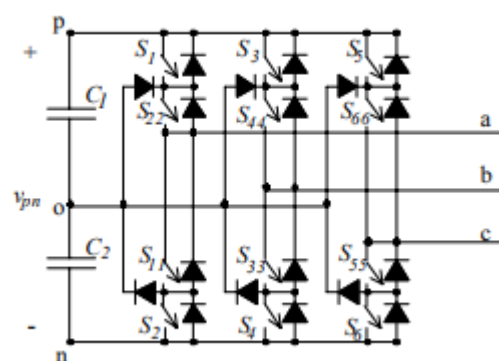


Figura 4. Convertidor trifàsic de 3 nivells [1]

En aquest cas, cada branca pot adquirir tres possibles valors de tensió ($-V_p$, 0, V_n). En total aquesta topologia consta de 27 estats de commutació, corresponents als tres nivells de tensió que pot adquirir cada fase. [1]

4. Descripció teòrica del sistema i simulació

En aquest apartat es pretén fer una descripció macroscòpica del que serà el projecte. S'explicarà cada part que el compon, la tècnica de modulació emprada a cada convertidor amb la tècnica de control més adient. Amb el PSIM, es simularà el sistema sencer per veure la seva resposta.

El projecte té el objectiu d'introduir el màxim d'energia elèctrica generada per el panell a una xarxa trifàsica. El sistema està compost per un panell solar, un convertidor elevador, un inversor trifàsic, el filtre de xarxa i la xarxa AC a on injectar la energia elèctrica.

El panell solar té la funció de generar energia elèctrica amb el sol. Un panell solar actua com a una font de tensió o de corrent DC no lineal, a on la quantitat de tensió i corrent generats depenen de més d'una variable.

El convertidor elevador en aquest projecte té com a objectiu elevar la tensió en el bus de continua a un nivell adient per tal de poder injectar la potencia elèctrica generada a la xarxa AC. En molts sistemes, pot no ser necessari per que el panell solar ja genera per si sol una tensió adient per a la injecció elèctrica.

El inversor trifàsic té com a objectiu generar tres corrents AC desfasades 120° graus per tal de injectar-la en la xarxa trifàsica.

El filtre de xarxa té el objectiu de atenuar la freqüència de els harmònics produïts per la commutació de els interruptors. Convé filtrar aquestes freqüències més altes amb un filtre “low-pass” per tal de injectar una corrent de més qualitat.

La xarxa trifàsica conté una font de tensió per a cada fase de 230 V que estan decalades 120° graus entre sí. És qui rebrà la energia generada de el sistema.

El objectiu de el control a integrar es el extreure la màxima energia que el panell solar pot subministrar, amb la màxima eficiència possible i injectar-la a la xarxa en bones condicions. Per aconseguir aquest objectiu, s'usaran sistemes de control de llaç tancat y controladors PI. Per això es simularà cada llaç de control i es calcularà el valor del controlador PI necessaris per fer estable el sistema.

4.1. El panell solar

Una cèl·lula solar es un element que permet transformar de forma directa, la llum en energia elèctrica. La seva composició per materials semiconductors, semblant a un díode, permet que quan incideix un fotó amb ell, es generi un camp elèctric i per consegüent una tensió elèctrica, similar a una bateria. Al connectar els pols oposats de la unió mitjançant un circuit, la tensió permetrà la circulació de corrent elèctric.

Un panell solar representa l'agrupació de diverses cèl·lules fotovoltaïques agrupades en paral·lel o en sèrie. Si s'agrupen en sèrie, s'aconseguirà major tensió de sortida i si s'agrupen en paral·lel una major corrent. Un model electrònic bastant extens de una cèl·lula solar es el mostrat a la figura 5.

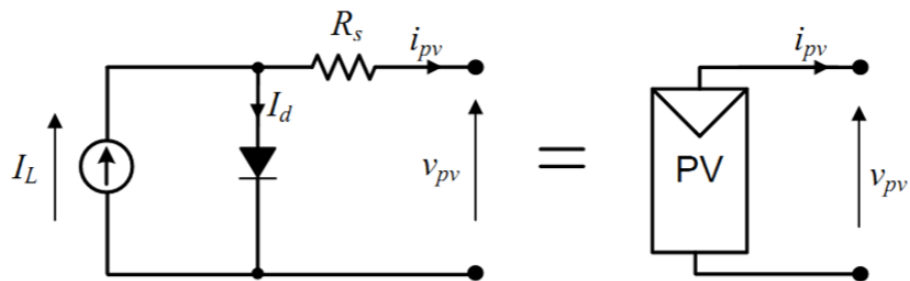


Figura 5. Model elèctric d'una cèl·lula solar [1]

Basat en la figura 5, la corrent i_{pv} es pot calcular com s'indica a la equació 1

$$i_{pv} = I_L - I_d = I_L - I_0 \left(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1 \right) \quad (\text{Eq. 4.1})$$

q : Càrrega de un electró ($1.6022 \cdot 10^{-19}$) [C].

V_d : Voltatge en el díode ($V_{pv} - R_s i_{pv}$) [V].

R_s : Resistència sèrie en la cèl·lula [Ω].

k : Constant de Boltzman ($1.6022 \cdot 10^{-23}$) [J/K].

i_{pv} : Corrent del panel [A].

I_0 : Corrent inversa de saturació del díode [A].

T : Temperatura de operació de la cèl·lula en [K].

El circuit elèctric de un panell fotovoltaic resulta molt interessant per entendre el funcionament de un panell solar, però presenta el inconvenient de que té bastants variables i els càlculs no són trivials. Per això a la hora de la veritat, fonamentalment a un panell es parla de dues variables, la tensió de circuit obert V_{oc} i el corrent de curtcircuit I_{sc} .

Les condicions de funcionament de una cèl·lula fotovoltaica tals com la irradiació i la temperatura afecten directament a la tensió intensitat i potència generada per la mateixa i es convenient saber com afecten aquestes condicions en el comportament de una cèl·lula solar.

La tensió i corrent generada en una cèl·lula depèn directament de la il·luminació rebuda. La corrent de curtcircuit de la cèl·lula es directament proporcional a la irradiància com es mostra en la figura següent, disminuint a mesura que es redueix la irradiància. La tensió de circuit obert varia poc amb la irradiància encara que també decreix, i a efectes pràctics es pot considerar constant.

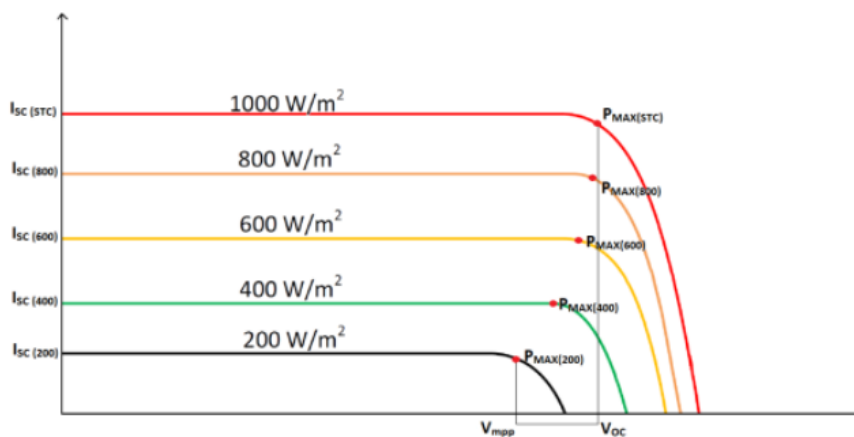


Figura 6. Gràfica de del corrent I_{sc} respecte a la tensió V_{oc} d'un panell per diferents irradiàncies.

Per una altre banda, la tensió de circuit obert disminueix quan augmenta la temperatura. La corrent de curtcircuit augmenta quan augmenta la temperatura encara que la variació es molt petita i a efectes pràctics es considera constant.

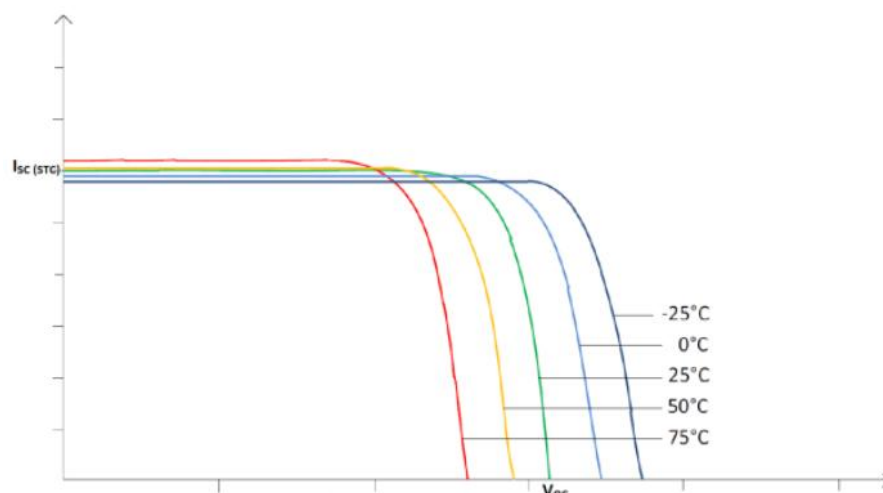


Figura 7. Gràfica de del corrent I_{sc} respecte a la tensió V_{oc} d'un panell per diferents temperatures.

Es evident que si la tensió de la cèl·lula disminueix quan augmenta la temperatura i la intensitat pràcticament es manté constant, la potència generada per la cèl·lula, disminuirà quan augmenti la temperatura de la cèl·lula.

En resum, es pot afirmar per tant que a major irradiació major intensitat de curtcircuit i major potència generada i que a major temperatura, menor tensió de circuit obert, menor potència màxima generada.

4.1.1. “Maximum power point tracking”

En un sistema connectat a la xarxa es necessari extreure sempre la màxima potència disponible en el sistema fotovoltaic. Como està indicat en las característiques I-V del panel fotovoltaic, la màxima potència del panell depèn del nivell de irradiació i la temperatura, para cada un de ells el panell entregarà una determinada potència i en un punt, per a les mateixes condicions de irradiància i temperatura, entrega la màxima potència. Aquest punt rep el nom de MPP (“Maximum Power Point”).

Els seguidors del punt de màxima potència, MPPT (“Maximum Power Point Trakers”) són dispositius electrònics capaços de fer operar als mòduls fotovoltaics al voltant del punt de treball on es genera la màxima potència capaç d'obtenir-se per a les condicions de irradiància i temperatura d'aquest moment.

Els sistemes de seguiment del tipus MPPT, es basen en un control de les variables elèctriques del panell (tensió i corrent). Amb el coneixement d'aquestes dades, es defineix el punt de treball del generador, amb el punt de màxima potència (MPP), i així augmentar l'eficiència de tot el sistema.

El comportament dels panells solars, es pot analitzar a partir de la corba característica I-V, en la figura 8. El punt de treball en el qual opera un generador fotovoltaic, correspon a la intersecció de la corba amb la recta de càrrega característica del conjunt de dispositius connectats a la seva sortida.

En la figura 8 es poden observar tres possibles punts de funcionament, cada un d'ells determinat per les seves coordenades (V, I) corresponents a tres hipotètiques càrregues. La potència extreta del panell no és la mateixa per a les tres situacions representades. Així, la recta de càrrega 2 col·loca al generador fotovoltaic en un punt de treball, P2, en el qual el generador és capaç de produir el màxim de les seves possibilitats per a unes determinades condicions de funcionament, és a dir la recta de càrrega 2 fa que el generador fotovoltaic operi en el seu punt de màxima potència (MPP).

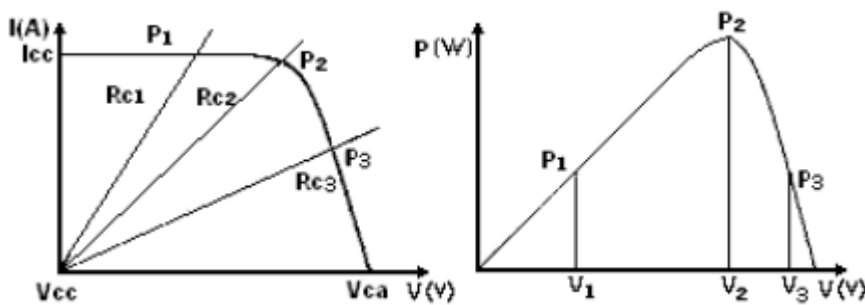


Figura 8. Diferents rectes de càrrega per un panell solar [7]

En qualsevol dels altres punts de treball (per exemple P1 i P3), el sistema fotovoltaic opera lluny del MPP per la qual cosa s'està desaprofitant una energia que el panell seria capaç de lliurar.

4.1.1.1. Algoritmes de MPPT

Aquests algoritmes actuen sobre el cicle de treball del elevador, per tal de trobar els valors de tensió i corrent de la corba I-V del panell que fan que el panell produeixi més potència.

De entre tots els algoritmes existents s'estudiaran els més comuns, que són el algoritme de pertorba y observa y el algoritme de conductància incremental.

4.1.1.1.1 Pertorba y observa

El mètode de Pertorba y observa es el mètode més utilitzat de MPPT degut a la seva facilitat de aplicació. El procés, en general, consisteix en mesurar els valors actuals de tensió i corrent en el

panell per a calcular la potència que aquest està entregant. Aquest valor de potència actual es compara amb el valor de potència de la iteració anterior i es pren una decisió respecte al augment o disminució del voltatge de referència.

En la següent figura 9 es mostrarà des de un punt de vista gràfic el principi de funcionament de aquest algoritme de control.

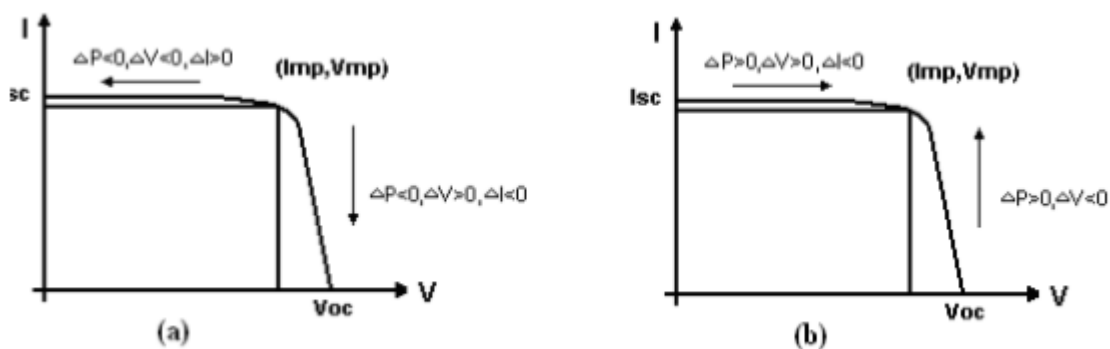


Figura 9. Diagrama de flux pertorba y observa. [7]

En la figura 9 (a) , s'observa el que succeeix quan el sistema es troba operant en el punt de màxima potència i es varia el cicle de treball, modificant amb això la tensió de treball del panell. Amb qualsevol canvi, independentment de la direcció, la potència serà inferior a la existent abans de la pertorbació.

En la figura 9 (b), s'observa la situació contrària, es a dir, partim d'un punt de treball que no es correspon amb el MPP, de manera que, quan el punt inicial es trobi a la esquerra del MPP, les pertorbacions que provoquen els augments en la tensió del panell, produiran potències creixents, fins que es deixi enrere el MPP, situació que es dona en la part dreta, on les pertorbacions que augmenten la potència generada son en el sentit descendent de la tensió de operació del panell.

El diagrama de flux que representa el algoritme de control és al següent:

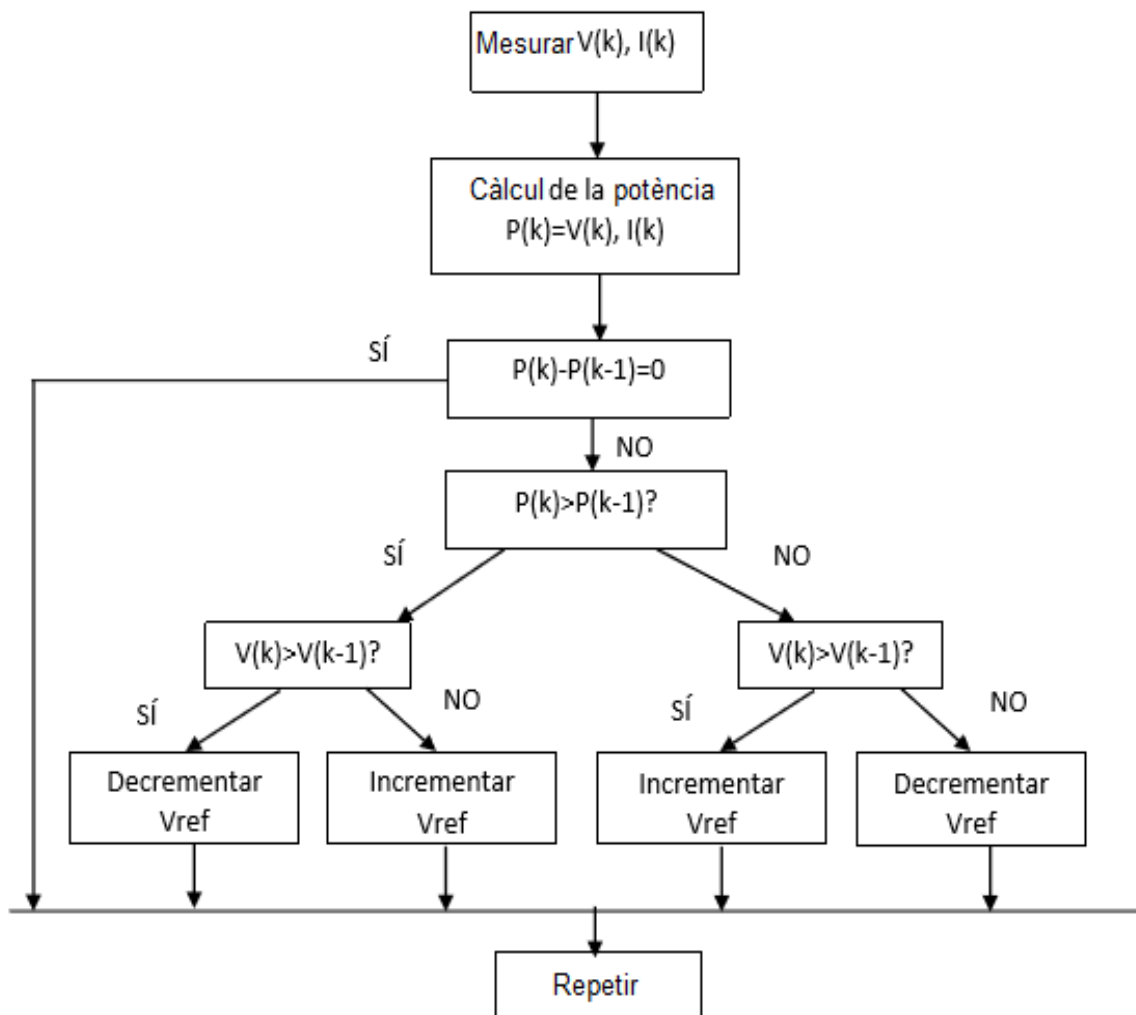


Figura 10. Diagrama de flux pertorba y observa.

El algoritme de pertorba y observa presenta un baix rendiment quan les condicions ambientals canvien ràpidament. Els canvis de temperatura e irradiància modifiquen el punt de operació confont al algoritme en la mesura de que aquest pot interpretar els canvis en la sortida del panell com un producte de la seva operació (disminuir o augmentar contínuament el voltatge de referència). A més, el algoritme presenta el inconvenient de que no es deté quan arriba al punt de MPP, el que resulta en oscil·lacions sobre aquest punt.

4.1.1.1.2 Conductància incremental

El algoritme intenta superar les limitacions de l'algoritme de Pertorba y Observa. El algoritme té com a referència la corba de la potencia respecte a la tensió de un panell solar, mostrada en la figura 11.

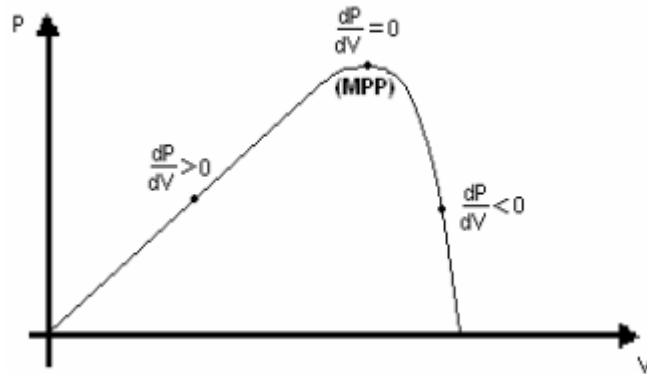


Figura 11. Corba de potència en funció de la tensió d'un panell solar

Gràficament en la figura 11 es pot veure que en el punt de MPP es tindrà la condició que $\frac{dP}{dV} = 0$. Quan $\frac{dP}{dV} > 0$ voldrà dir que el panell està treballant a l'esquerra del MPP i haurà de imposar un augment de tensió al panell. Per contraposició, quan $\frac{dP}{dV} < 0$ voldrà dir que el panell està treballant a la dreta del MPP i per tant haurà de disminuir la tensió al panell.

La potència es calcula com $P = V * I$, per lo que es pot calcular la seva derivada parcial respecte a la tensió, per després igualar-la a zero i d'aquesta forma calcular el màxim respecte a la variable V.

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V * I)}{dV} = I + V \cdot \frac{dI}{dV} = 0 \rightarrow \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (\text{Eq. 4.2})$$

A partir d'aquesta condició, es possible mostrar que, en el MPP, $\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}$. Per tant, la conductància incremental pot determinar que el MPPT ha arribat al MPP i deixar de pertorbar el punt de funcionament. Si no es compleix aquesta condició, la direcció en la que el punt de MPPT ha de ser pertorbat, es pot calcular utilitzant la relació entre $\frac{dI}{dV}$ i $-\frac{I}{V}$. Per extrapolació, es tindrà que $\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V}$ quan el panell estigui treballant a l'esquerra del MPP i $\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V}$ a la dreta del MPP.

El diagrama de flux que representa el algorisme ve representat a la següent imatge:

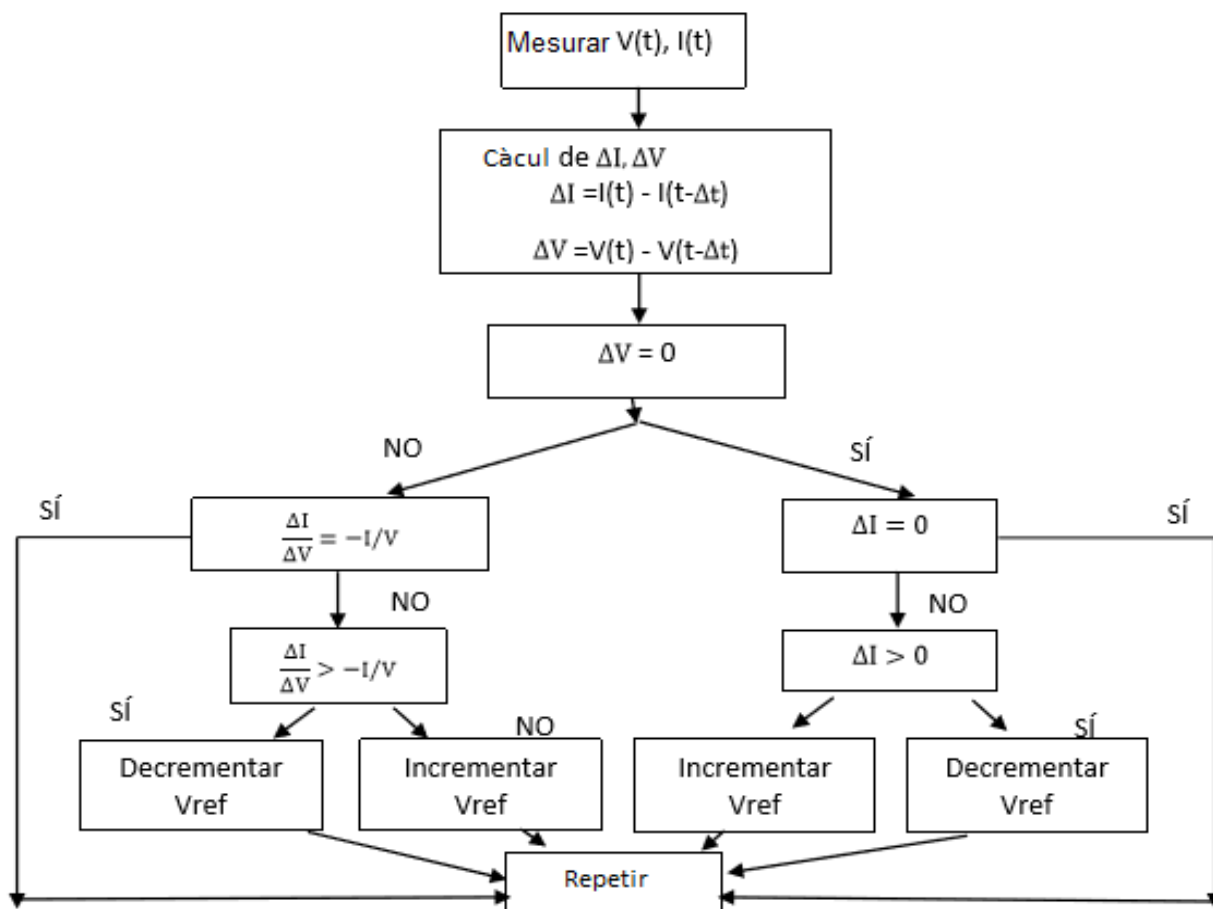


Figura 12. Diagrama de flux conductància incremental.

En el següent capítol es descriurà el convertidor elevador encarregat de modificar la tensió del panell en concordança al algoritme MPPT.

4.2. Convertidor elevador

Quant es vol connectar els panells fotovoltaics a la xarxa, a vegades es necessària una etapa de conversió DC/DC per a elevar la tensió de sortida dels panells a uns nivells apropiats per poder ser injectada. Per aquest motiu, el ús de un DC/DC pot ajudar a elevar la tensió i a mantenir-ho estable, a més de aconseguir que la font treballi al voltat del punt de MPP.

En aquest capítol s'explicarà els fonaments de el convertidor elevador i com s'usarà en el sistema.

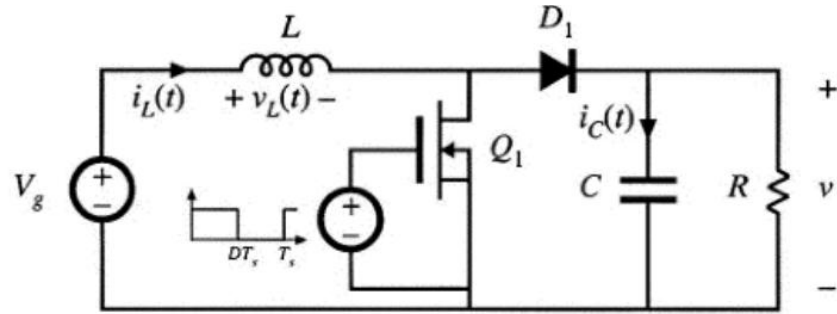


Figura 13. Esquema electrònic del convertidor elevador. [14]

A la figura 13 (a), quan l'interruptor està conduïnt, el díode no condueix i la inductància acumula la energia mentre que el condensador descarrega la energia emmagatzemada sobre la càrrega. La bobina queda carregada amb la tensió de la font de tensió i la tensió del condensador serà aquesta:

$$v_L = V_g \quad (\text{Eq. 4.3})$$

$$i_C = -\frac{V}{R} \quad (\text{Eq. 4.4})$$

Quan el interruptor està apagat, figura 13 (b), el díode està conduïnt i la inductància injecta la energia al condensador que és qui la emmagatzema. Al menysprear l'arribada de la corrent a la bobina i la tensió a la càrrega, la tensió a la inductància i la càrrega del condensador queden d'aquesta manera:

$$v_L = V_g - V \quad (\text{Eq. 4.5})$$

$$i_C = I - \frac{V}{R} \quad (\text{Eq. 4.6})$$

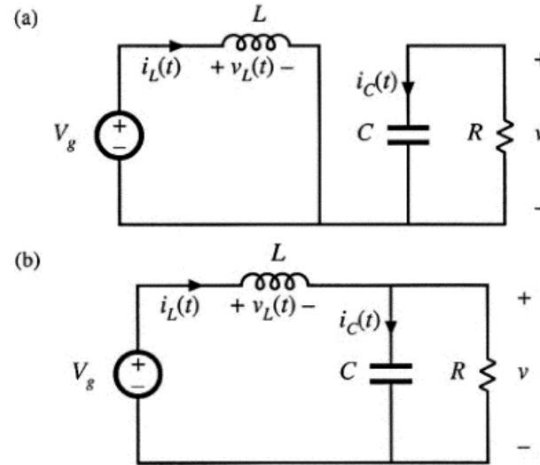


Figura 14. Esquema electrònic del convertidor elevador. [14]

Tenint en compte les equacions 4.5 i 4.6 , la forma de la tensió a la bobina i la corrent al condensador queda d'aquesta manera:

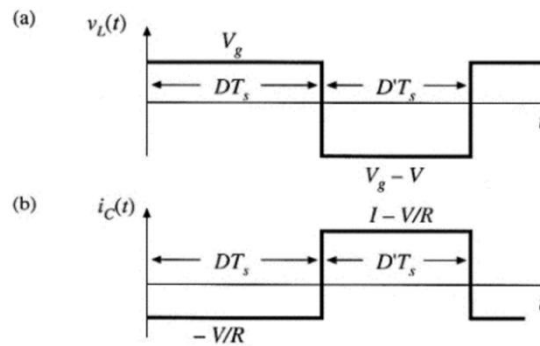


Figura 15. Forma d'ona de la tensió i corrent a la bobina.[14]

Es pot intuir de la forma d'ona, que el valor mig de la tensió en la bobina i el corrent mig de el condensador es zero. Sabent això, i amb la forma d'ona de la tensió de la figura 15 (a) arribem a la següent equació:

$$\int_0^{T_s} v_L(t) dt = (V_g)DT_s + (V_g - V)D'T_s \quad (\text{Eq. 4.7})$$

Desenvolupant la equació s'arriba a la expressió de el rati de conversió de el convertidor, que relaciona la tensió de entrada amb la de la sortida segons el seu cicle de treball:

$$M(D) = \frac{1}{1 - D} \quad (\text{Eq. 4.8})$$

El rati de conversió segons el cicle de treball es pot observar a la següent imatge :

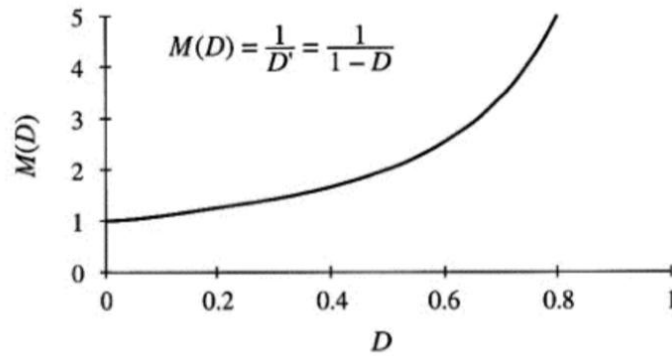


Figura 16. Rati de conversió de el convertidor elevador.[14]

Per a dissenyar correctament el convertidor elevador, algunes característiques com la inductància , el condensador de sortida, el cicle de treball de el convertidor i la freqüència de commutació s'han de dimensionar adequadament. Aquests paràmetres influiran en la arribada de el corrent a la bobina i la arribada de la tensió de sortida, que són paràmetres que normalment es fixen es un 15% i un 5 %. Les equacions que les relaciona són les següents:

$$\Delta I_L = \frac{V_g}{2L} DT_s \quad (\text{Eq. 4.9})$$

$$\Delta v = \frac{V}{2RC} DT_s \quad (\text{Eq. 4.10})$$

4.2.1. Modulació per amplada de pols "PWM"

El interruptor de el convertidor elevador ha de variar el seu cicle de treball, és a dir, la relació entre el temps que està en la part positiva i el que està a la part negativa. Per aconseguir això s'utilitza la tècnica de modulació per amplada de pols.

Aquesta tècnica es implementada mitjançant una senyal portadora i una senyal de referència. La senyal portadora es la encarregada de fixar la freqüència de el pols, i la senyal de referència té com a conseqüència al ser augmentada que augmenta el temps en el que el PWM està en T_{ON} .

La casuística de la modulació per amplada de pols es pot veure gràficament a la figura 17 on es pot observar la senyal portadora triangular de freqüència fixa (V_m), la senyal de referència (V_{in}) i la senyal PWM resultant de la modulació (V_d).

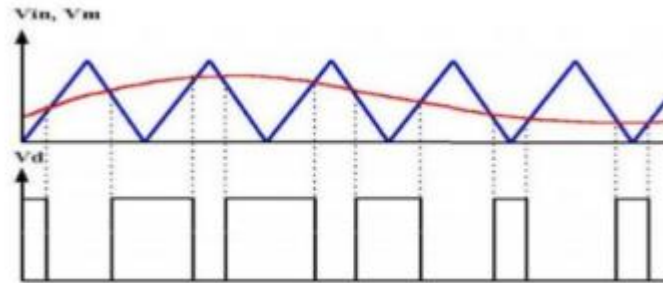


Figura 17. Modulació per amplada de pols

El objectiu d'això es que la senyal de referència augmenti tenint en compte el algoritme de MPPT, i aconseguir un pols variable que faci commutar el interruptor de el convertidor elevador i que el panell solar treballi sempre al voltant del MPP.

4.3. Inversor trifàsic

Amb panell fotovoltaic i el convertidor elevador introduïts als capítols anterior s'ha aconseguit una tensió al bus de continua suficientment gran per poder ser injectada a la xarxa, a més d'aconseguir que el panell fotovoltaic treballi al seu punt òptim. Un cop aconseguit això, necessitem d'un convertidor capaç de convertir la tensió del bus de continua en una de corrent alterna amb la freqüència, corrent i tensió desitjada. Es per aquest motiu que s'implementa el convertidor trifàsic.

El inversor trifàsic escollit es el inversor VSI trifàsic de dos nivells, que consta de 3 branques amb 2 IGBT per branca, amb el seu díode en antiparal·lel. Els IGBT que proporciona unes commutacions suficientment ràpides per la freqüència a la que treballarà el algoritme de MPPT. Els IGBT també destaquen per suportar un ampli rang de tensions que ens permetrà suportar la tensió del bus de continua emmagatzemada al condensador C_{dc} de la figura 18.

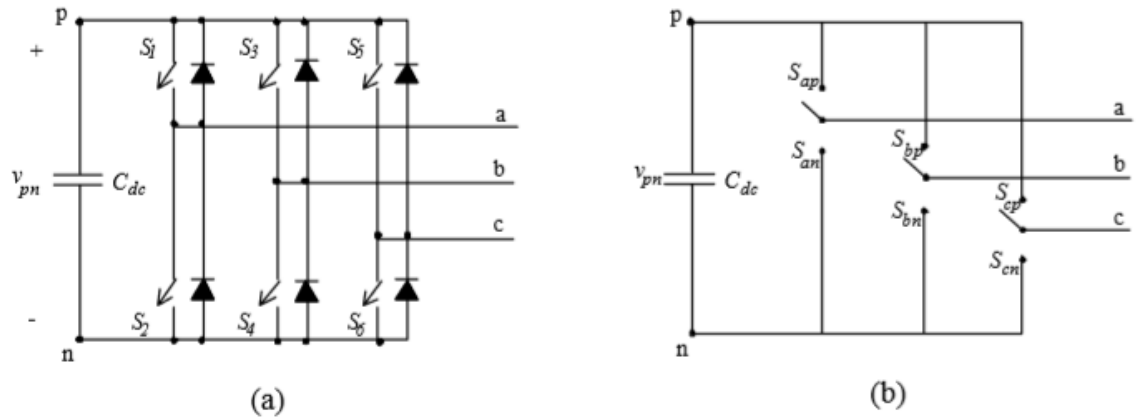


Figura 18. Inversor trifàsic de dos nivells: (a) model amb interruptors i (b) commutat [font 1].

Tota rama disposa de 2 interruptors modelats mitjançant les seves funcions de commutació, S_{ij} , que permet connectar cada fase amb el punt “p” o al punt “n”, tal i com es mostra a la equació 4.11 [1].

$$s_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{si la fase } i \text{ es connectada al punt } j \\ 0, & \text{si no està connectada al punt } j \end{cases}, \quad i \in \{a, b, c\} \quad j \in \{p, n\} \quad (\text{Eq. 4.11})$$

Les lleis que regeixen el comportament de les funcions de commutació de un inversor trifàsic, definides per la equació 4.12, en la que diu que no poden estar 2 interruptors d’una mateixa branca oberts o tancats a l’hora. [1]

$$S_{ip} + S_{in} = 1, \quad i \in \{a, b, c\} \quad (\text{Eq. 4.12})$$

Segons aquestes restriccions, cada fase pot arribar a tenir dos possibles valors de tensió (V_p o V_n), i com que existeixen tres branques, el inversor pot presentar $2^3 = 8$ estats de commutació, tal i com recull la taula 4.1.

Taula 4.1. Taula de funcions de commutació. Inversor trifàsic de dos nivells: (a) model amb interruptors i (b) commutat [1].

<i>Nº de estats</i>	<i>Funcions de commutació</i>						<i>Connexió fase</i>			<i>Tensions compostes</i>		
	S_{ap}	S_{an}	S_{bp}	S_{bn}	S_{cp}	S_{cn}	a	B	c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
1	0	1	0	1	0	1	n	N	n	0	0	0
2	0	1	0	1	1	0	n	N	p	0	$-V_{pn}$	V_{pn}
3	0	1	1	0	0	1	n	P	n	$-V_{pn}$	V_{pn}	0
4	0	1	1	0	1	0	n	P	p	$-V_{pn}$	0	V_{pn}
5	1	0	0	1	0	1	p	N	n	V_{pn}	0	$-V_{pn}$
6	1	0	0	1	1	0	p	N	p	V_{pn}	$-V_{pn}$	0
7	1	0	1	0	0	1	p	P	n	0	V_{pn}	$-V_{pn}$
8	1	0	1	0	1	0	p	P	p	0	0	0

Com l'inversor monofàsic de 2 branques, la tensió composta només pot agafar els valors 0, de manera que té una forma d'ona quadrada. Per aconseguir que sigui sinusoidal, se incorpora tres filtres iguals a la sortida de l'inversor, tal i com es pot veure a la figura 19 [1]. Els filtres RL també tenen la funció de suavitzar el soroll introduït a la xarxa per tal de connectar el inversor trifàsic a la xarxa òptimament.

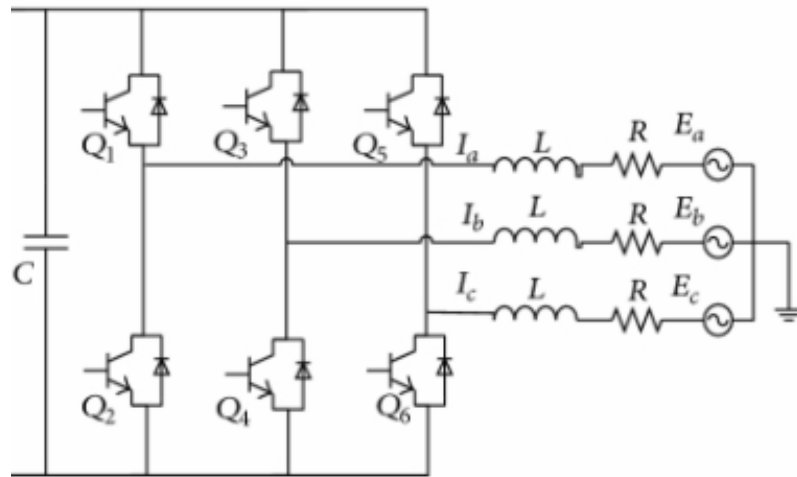


Figura 19. Inversor trifàsic connectat a la xarxa elèctrica.

Com el filtre no es ideal, cada línia de fase presenta una part inductiva i resistiva que són comunes a cada fase. La descripció del sistema ve donada per la equació 4.13.

$$\begin{aligned} V_A &= RI_a + L \frac{dI_a}{dt} + E_a \\ V_B &= RI_b + L \frac{dI_b}{dt} + E_b \\ V_C &= RI_c + L \frac{dI_c}{dt} + E_c \end{aligned} \quad (\text{Eq. 4.13})$$

En els següents punts, es veurà la manera de transformar les variables de corrent per tal de poder tractar-les al control i la estratègia de modulació emprada.

4.3.1. Transformació de Clarke

En enginyeria electrònica, la transformació de Clarke, es una transformació matemàtica utilitzada per a simplificar els anàlisis dels circuits trifàsics. Una aplicació molt útil en la aplicació de la transformació de Clarke es la generació de una senyal de referència utilitzada per la modulació SVPWM en el control de els inversor trifàsics.

Tenint en compte que la suma de corrents en un sistema trifàsic equilibrat ve donada per la equació 4.14.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{Eq. 4.14})$$

La transformada de Clarke, per tant, es pot simplificar a la de la equació 4.15, que seria la transformada simplificada a aplicar en un sistema trifàsic equilibrat.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 4.15})$$

I la transformada inversa quedaria mostrada a la equació 4.16.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta}^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 4.16})$$

Al aplicar la relació de transformació de la transformada de Clarke de la equació 4.15 a unes corrents de xarxa, es fa un canvi de referència vectorial i en comptes de treballar en un espai de 3 dimensions es passa a treballar en un pla tal i com es pot veure a la figura 20.

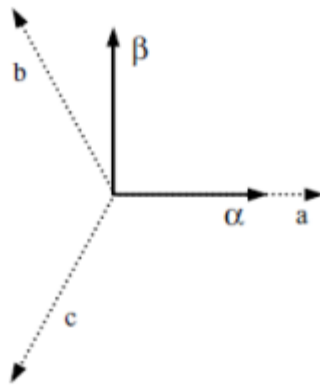


Figura 20. Diagrama de vectors per a la transformada de Clarke..

Això simplifica molt el control al passar de treballar amb 3 variables a 2 de elles sense cap pèrdua de informació.

4.3.2. Transformada de Park

Per a obtenir el màxim avantatge de la transformada de Park que serà aplicada en el control de corrent, es molt important la implementació de un sistema de referència rotatiu, per tal de simplificar el control.

Per a canviar de un sistema de referència estàtic a un rotatiu, s'implementa la transformada de Park. Aquesta nova referència, coneguda com a referència dq , rotarà in el sistema de referència $\alpha\beta$ a una determinada freqüència tal i com es mostra a la figura 21.

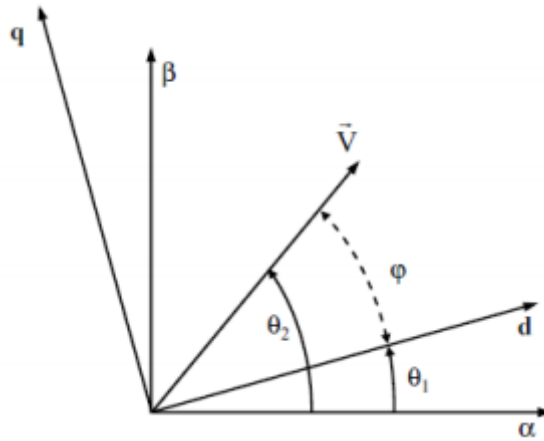


Figura 21. Diagrama de vectors per a la transformada de Clarke.

Si la freqüència de rotació del sistema de referència rotatiu es igual a la freqüència fonamental dels corrents de el sistema trifàsic, en la referència dq el angle i la longitud del vector, seran iguals, canviant el sistema AC a un sistema DC.

Les expressions matemàtiques d'aquesta transformació ve donada per la equació 4.17.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = T_{dq} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 4.17})$$

I la seva inversa ve donada per la equació 4.18.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T_{dq} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 4.18})$$

4.3.3. Estratègia de modulació vectorial “SVPWM”.

La modulació vectorial es una tècnica freqüentment utilitzada per implementar els PWM als sistemes de control trifàsics.

La idea darrera la modulació vectorial es el representar les tensions trifàsiques en només dues variables utilitzant la transformada de Clarke. Aquesta representació es possible utilitzant una combinació de estats de els interruptors corresponents al vectors del sistema de referència. A grans trets, la superposició d'aquests estats en un període de modulació serà igual al valor desitjat de tensió figura 22 [2].

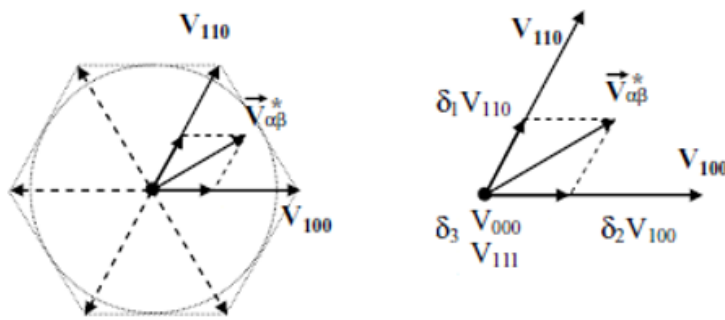


Figura 22. Vector de la tensió de referència en superposició als vector de sortida de l'inversor.[2]

El vector desitjat està generat amb la projecció dels estats més pròxims. Cada estat serà implementat en una fracció del període de modulació depenen de la posició de $V_{\alpha\beta}$ i la seva amplitud [12]. Aquest càlcul de les fraccions de temps ve donada per la equació :

$$V_{\alpha\beta} \cdot T_s = V_{110} \cdot \delta_1 + V_{100} \cdot \delta_2 + V_{111} \cdot \frac{\delta_3}{2} + V_{000} \cdot \frac{\delta_3}{2} \quad (\text{Eq. 4.19})$$

$$T_s = \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 \quad (\text{Eq. 4.20})$$

Els possibles valors dels vector de tensió per a un inversor ve donat per la següent la taula 2

Taula 4.2. Taula de possibles valors de tensió de sortida en el marc de referència $\alpha\beta$, per a cada possible estat.

<i>Nº de estats</i>	<i>Funcions de commutació</i>						<i>Connexió fase</i>			<i>Tensions de fase</i>		
	S_{ap}	S_{an}	S_{bp}	S_{bn}	S_{cp}	S_{cn}	a	b	c	V_a	V_b	V_c
V_{000}	0	1	0	1	0	1	n	n	n	0	0	0
V_{001}	0	1	0	1	1	0	n	n	p	$\frac{-V_{pn}}{3}$	$\frac{-V_{pn}}{3}$	$\frac{2V_{pn}}{3}$
V_{010}	0	1	1	0	0	1	n	p	n	$\frac{-V_{pn}}{3}$	$\frac{2V_{pn}}{3}$	$\frac{-2V_{pn}}{3}$
V_{011}	0	1	1	0	1	0	n	p	p	$\frac{-2V_{pn}}{3}$	$\frac{V_{pn}}{3}$	$\frac{V_{pn}}{3}$
V_{100}	1	0	0	1	0	1	p	n	n	$\frac{2V_{pn}}{3}$	$\frac{-V_{pn}}{3}$	$\frac{-V_{pn}}{3}$
V_{101}	1	0	0	1	1	0	p	n	p	$\frac{V_{pn}}{3}$	$\frac{-2V_{pn}}{3}$	$\frac{V_{pn}}{3}$
V_{110}	1	0	1	0	0	1	p	p	n	$\frac{V_{pn}}{3}$	$\frac{V_{pn}}{3}$	$\frac{-2V_{pn}}{3}$
V_{111}	1	0	1	0	1	0	p	p	p	0	0	0

Aplicant la transformada de Clarke mostrada a la taula 4.2, s'obté el valor del vectors espacials en el pla que està donat per l'equació 4.21.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 4.21})$$

$$V_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} V_{pn} e^{-j\theta} = \frac{4}{3} \frac{V_{pn}}{2} e^{-j\theta} \quad (\text{Eq. 4.22})$$

Si a la equació 4.22 se li aplica a cada vector espacial després de la normalització del vectors amb $\frac{V_{pn}}{2}$, queda d'aquesta manera.

$$V_{000} = V_{111} = 0 \quad (\text{Eq. 4.23})$$

$$V_{001} = \frac{2}{3} V_{pn} e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{4}{3} e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (\text{Eq. 4.24})$$

$$V_{010} = \frac{2}{3} V_{pn} e^{j\frac{2\pi}{3}} = \frac{4}{3} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (\text{Eq. 4.25})$$

$$V_{011} = \frac{2}{3} V_{pn} e^{j\frac{3\pi}{3}} = \frac{4}{3} e^{j\frac{3\pi}{3}} \quad (\text{Eq. 4.26})$$

$$V_{100} = \frac{2}{3} V_{pn} = \frac{4}{3} \quad (\text{Eq. 4.27})$$

$$V_{101} = \frac{2}{3} V_{pn} e^{j\frac{5\pi}{3}} = \frac{4}{3} e^{j\frac{5\pi}{3}} \quad (\text{Eq. 4.28})$$

$$V_{110} = \frac{2}{3} V_{pn} e^{j\frac{\pi}{3}} = \frac{4}{3} e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (\text{Eq. 4.29})$$

Si a aquestes equacions se li aplica les equacions 4.19 per calcular la fracció de període per a cada vector espacial, les equacions quedarien combinades tal i com es pot veure a la equació 4.31

$$\frac{4}{3} e^{j\theta} \cdot T_s = \frac{4}{3} e^{j\frac{\pi}{3}} \cdot \delta_1 + \frac{4}{3} \cdot \delta_2 \quad (\text{Eq. 4.30})$$

$$\begin{cases} \frac{4}{3} \cos \theta = \frac{4}{3} \cos \frac{\pi}{3} \cdot \delta_1 + \frac{4}{3} \cdot \delta_2 \\ \frac{4}{3} \sin \theta = \frac{4}{3} \sin \frac{\pi}{3} \cdot \delta_1 + 0 \cdot \delta_2 \end{cases} \quad (\text{Eq. 4.31})$$

El màxim de amplitud de el vector rotatiu que pot ser generat per l'inversor ve representat per l'índex de modulació equació 4.32 Si es treballés per sobre el índex de modulació, es generaria una

sèrie de problemes com que el inversor es saturaria i causaria distorsions de tensions quan l'apliquessim.

$$M = \frac{V_m}{\frac{V_{pn}}{2}} \quad (\text{Eq. 4.32})$$

$$V_m = \frac{4}{3} \frac{V_m}{2} \cdot \cos \frac{\pi}{6} = \frac{4\sqrt{3}}{3} \frac{V_m}{2} = 1.1547 \frac{V_m}{2} \quad (\text{Eq. 4.33})$$

Una vegada que s'han calculats els temps de la aplicació, es necessari definir el ordre en que s'aplicaran els vectors espacials. En cada període de modulació existiran 4 vectors espacials diferents , que permeten la combinació de diferents seqüències de commutació

En aquest projecte, s'aplicarà una seqüència de commutació simètrica que permet minimitzar el numero de commutacions i reduir pèrdues de commutació. A l'hora de implementar aquesta tècnica de modulació, el software de simulació PSIM incorpora un mòdul que permet fer la modulació SVPWM fàcilment, en la part de simulació s'explicarà aquest mòdul amb més detall.

4.4. Control

Com s'ha explicat als capítols anteriors, el objectiu principal de el control es injectar eficientment a una xarxa el màxim de potència possible des de un panell solar. Per aconseguir aquest objectiu, el control ha de ser estable i robust a canvis i pertorbacions.

En aquest punt del treball es detallarà el control implementat del nostre sistema. Es farà un anàlisi del control emprat a cada part i es detallarà el model en PSIM de cada control, encara que sobre el model a PSIM es profunditzarà més en els següents capítols per tal de digitalitzar-lo per la seva implementació.

El control tindrà un total de 4 llaços de control; el llaç de tensió DC, el llaç de corrent AC, el llaç de corrent DC i el llaç de PPL. El llaços de tensió DC i el llaç de corrent AC estaran en configuració de cascada, mentre que els altres dos llaços estaran treballant independentment. En total, el control haurà de commutar 7 interruptors per obtenir la resposta desitjada.

Primerament, es descriurà el control de l'inversor que configura la etapa AC . En el control del bloc AC es detallarà primerament el llaç de PLL. El control del llaç del PLL farà ús de les transformades de Clarke i Park per operar en 2 variables en comptes de en tres. El control, tindrà control sobre dos

variables elèctriques en la referència dq , per tal de controlar separatament la potència activa i la reactiva.

El esquema de control del inversor està basat en sistema de control en cascada de dos nivells. El nivell més baix es control de la corrent en xarxa, que regula la corrent AC injecta a xarxa en el pla dq . Aquest controlador envia una referència de tensions al inversor i genera una seqüència SVPWM amb la desitjada corrent AC que serà injectada correctament a la xarxa.

Per tal de regular el bus de continua s'implementa un control de tensió de nivell més alt. El control del bus de continua genera una referència de corrent AC per injectar a la xarxa, per tal de mantenir el balanç de potència.

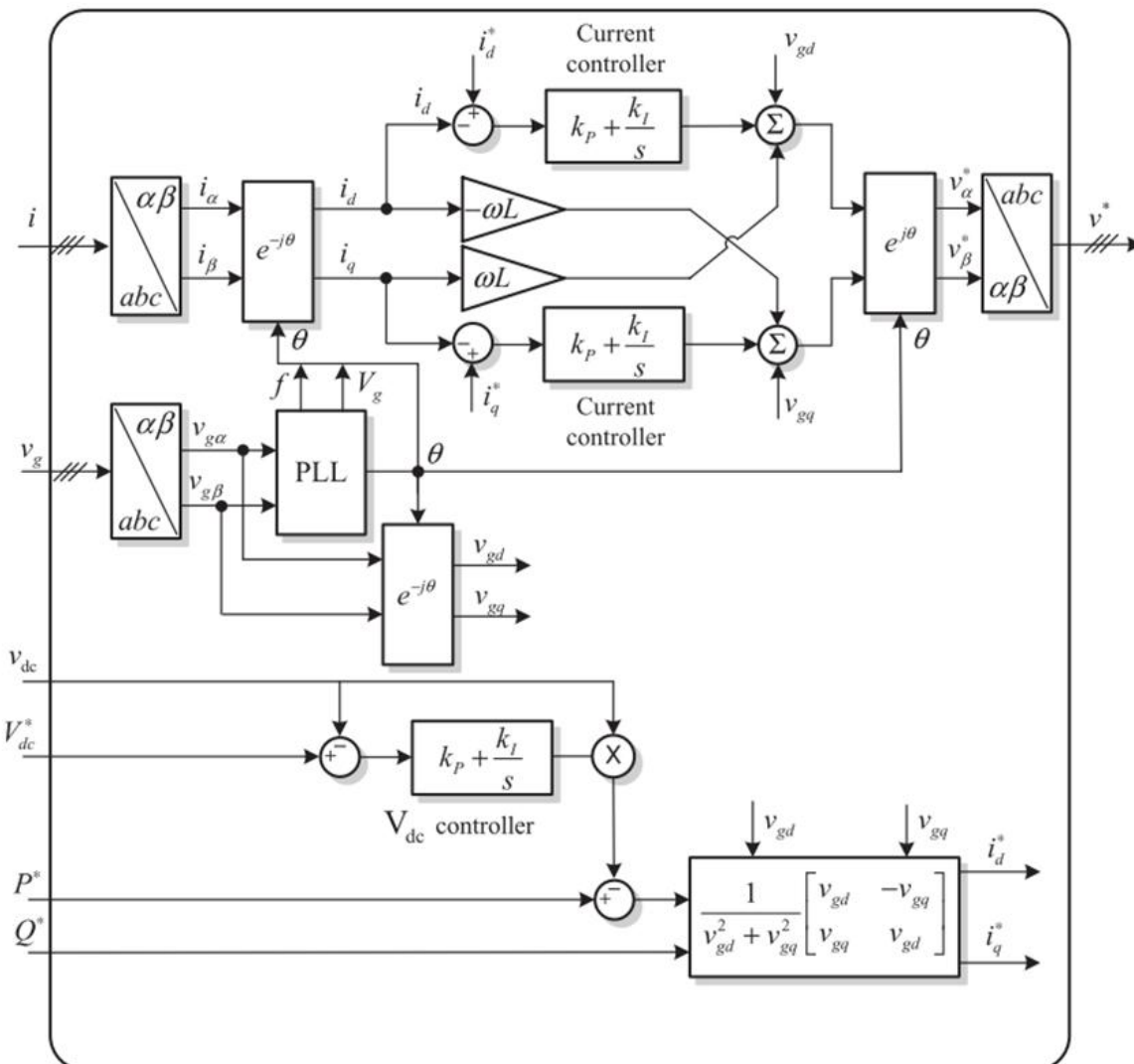


Figura 23 Esquema del control emprat en el convertidor DC/AC trifàsic.

4.4.1. PLL o llaç d'enganxament de fase

Un sistema PLL és comunament usat a varies aplicacions de tractaments de senyals com radio i telecomunicacions, control de motors elèctrics i processament de senyal. En els últims anys, els PLL han esdevingut una part molt important per a aplicacions de electrònica de potència, al aconseguir sincronització amb la xarxa. En definitiva, un PLL és un sistema en llaç tancat en el que un oscil·lador intern es controla per tal d'obtenir el període de una senyal externa (en aquest cas, la freqüència de la xarxa 50Hz) que es manté constant.

Les tècniques de PLL poden ser adaptades per treballar en un ampli espectre de freqüències que van des de pocs Hz a GHz. La configuració bàsica de PLL es descriu en la figura 24.

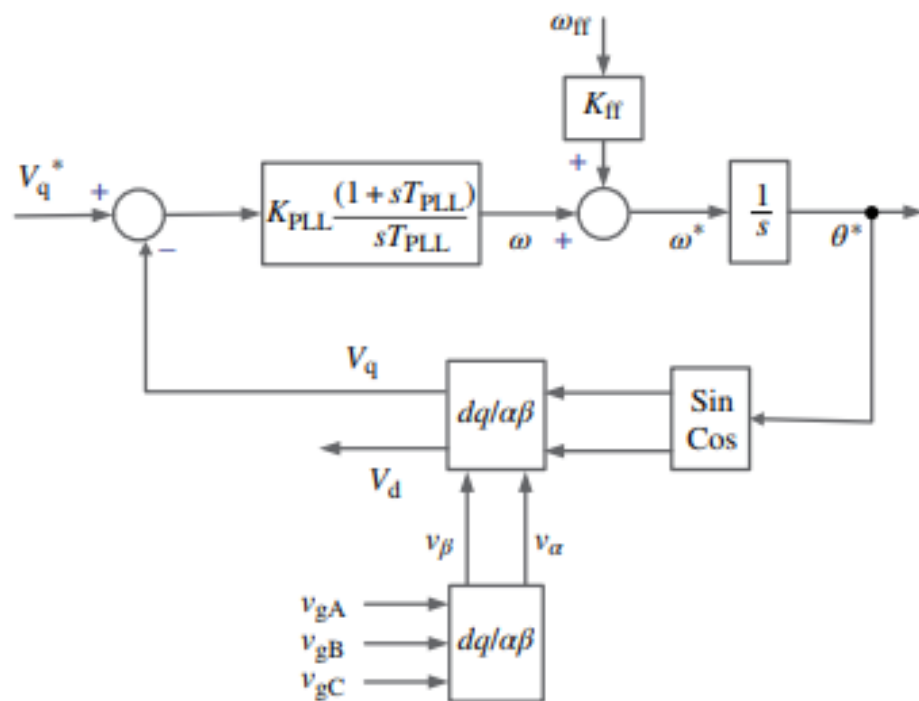


Figura 24 Diagrama de bloc de un PLL.[15]

Les tensions de fase v_{gA} , v_{gB} i v_{gC} corresponen a la mesura de tensions de fase en un mostreig. Aquestes tensions de referència són transformades a tensions V_d i V_q mitjançant les transformades de Clarke explicades amb anterioritat.

El angle ϑ^* utilitzat en aquestes transformacions es calcula al integrar la freqüència de la senyal ω^* on el angle inicial ha de ser agafat com a condició inicial en el integrador. Si la freqüència ω^*

obtinguda es igual a la freqüència de la xarxa a injectar, les tensions V_d i V_q seran un valor DC que dependran del angle θ^* .

La transformació α - β o transformació de Clarke, com ja s'ha explicat, permet representar un sistema trifàsic v_gA , v_gB i v_gC , com a sistema de dues fases V_α i V_β . El control en aquest marc $\alpha\beta$ té la característica de reduir el nombre de bucles de control necessaris de tres a dos. Tanmateix, els senyals de referència i retroalimentació són funcions sinusoidals del temps en el marc $\alpha\beta$. Per tant, per aconseguir un rendiment satisfactori i un error en estat estacionari petits en magnitud i fase, el disseny del compensador no es trivial. Per contraposició, el controlador basat en marcs dq (utilitzant la transformació de Park), es possible la utilització de controlador PI.

S'inclou una referència de fase inicial $\omega_{ff} = 2\pi f_g$ per a millorar el rendiment dinàmic inicial del PLL. La freqüència f_g és la freqüència nominal de la xarxa. Afegint ω_{ff} s'ajuda a millorar l'arrencada del PLL. La xarxa típicament té poques oscil·lacions en la freqüència que dona, i hi ha variacions molt petites depenent del control utilitzat en el flux de potència, però normalment aquesta variació es pot negligir en la xarxa de distribució elèctrica. Si hi ha una desviació en la freqüència de la xarxa, això farà que augmenti l'error d'angle de fase. El regulador de PI és capaç de reduir aquest error a 0. La reacció a les fluctuacions de freqüència és totalment previsible per al sistema PLL. Si la freqüència de la micro-xarxa canvia per exemple on l'inversor està instal·lat, hi haurà un error en el seguiment de l'angle de fase θ (sempre que la freqüència canviï). Si el canvi de freqüència és previsible, l'error de seguiment es pot eliminar per el controlador PI. A les simulacions, es realitzaran alguns ajustos per prova i error ajustats a l'aplicació real.

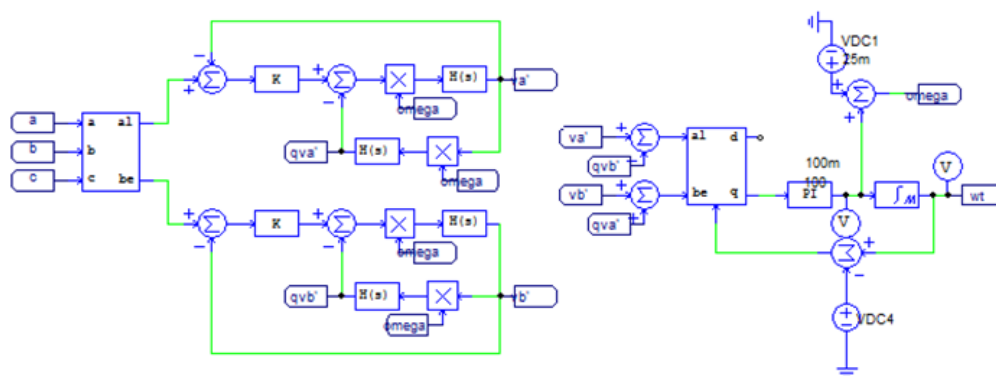


Figura 25. Esquema de blocs de un PLL en PSIM .[9]

4.4.2. Control de llaç de corrent.

En una connexió a la xarxa, la corrent de la xarxa ha de ser controlada per tal de controlar el intercanvi de potència activa i reactiva. Això s'aconsegueix enviant una senyal al modulador que

governa el SVPWM, descrit amb anterioritat, que generarà una senyal de tensió apropiada per commutar els interruptors del inversor. El bloc del llaç de control de corrent, es el mostrat a la figura 26.

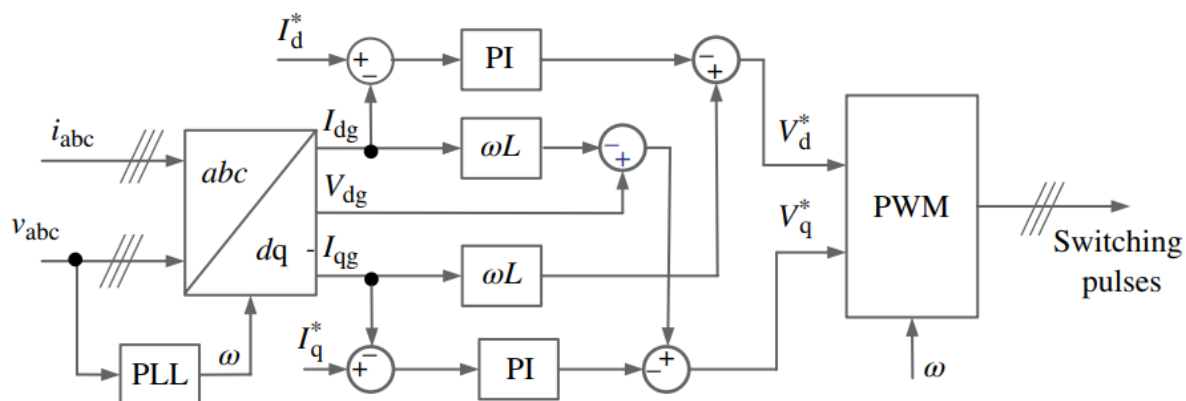


Figura 26 Diagrama de bloc un SVPWM controlat per corrent amb canvi de referència en el marc dq amb la sintonització a xarxa per el PLL.[15]

El control de la corrent constant es normalment implementat amb la referència del marc de transformació de 3 fases a un marc de referència estacionari dq amb el vector unitari sintetitzat per un PLL. El marc de referència de la figura 26 rota sincronitzat amb la xarxa.

El de corrent constant està implementat en un marc de referència trifàsic, el qual mitjançant la transformada de Clarke i Park, passa a domini estacionari dq amb el vector unitari sintetitzat per el PLL.

En la figura 26 es mostra el diagrama de control en el que es mostra el llaç de corrent i governarà els interruptors de l'inversor trifàsic. Es necessita de un PLL per a sintetitzar el vector unitari, que es en definitiva, la sincronització amb el sinus i cosinus de les ones per realitzar la sincronització amb la xarxa.

4.4.2.1. Control de constant P-Q

Una variant del control de corrent mostrat abans es el control de potència P-Q, i serà el control implementat per al inversor. Amb el control de corrent anterior de referència, aquest control injecta més o menys corrent a la xarxa segons la potència activa i reactiva que tingui el inversor.

$$p = \frac{3}{2} [v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}] \quad (\text{Eq. 4.32})$$

$$q = \frac{3}{2} [V_{qs}i_{ds} + V_{ds}i_{qs}] \quad (\text{Eq. 4.33})$$

Les equacions 4.32 i 4.33 indiquen el càlcul de les variables p i q per a condicions ideals. Aquesta tècnica de control presenta l'avantatge de que està directament relacionat amb el balanç de potència de la xarxa de distribució que està directament relacionada amb la energia del panell solar. En la figura 27 es mostra la implementació del diagrama de control.

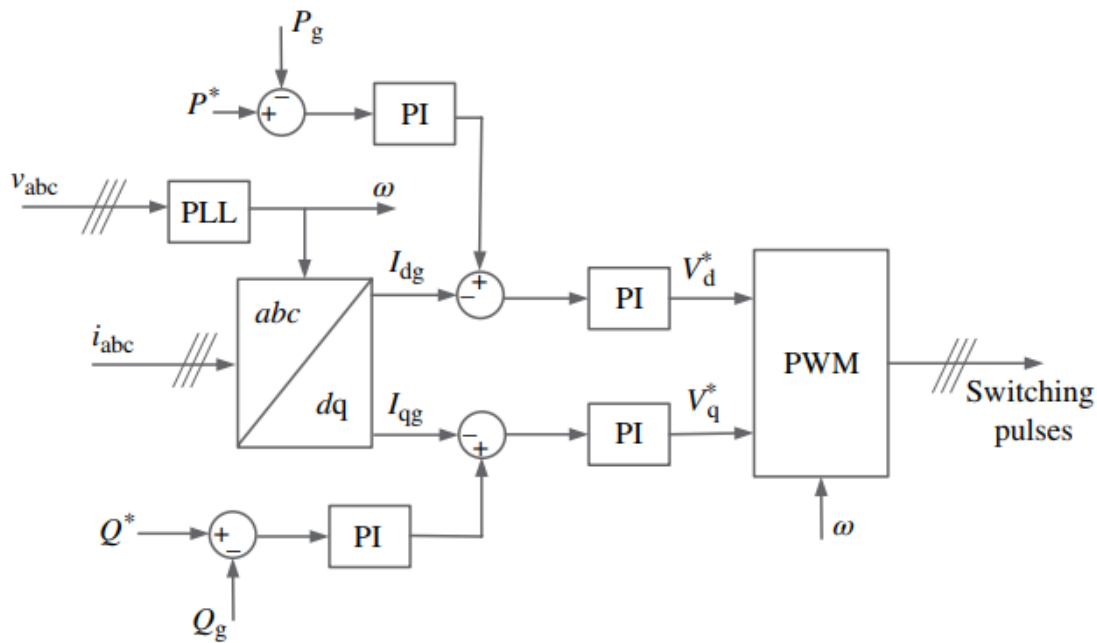


Figura 27 Diagrama de blocs del control P-Q. [15]

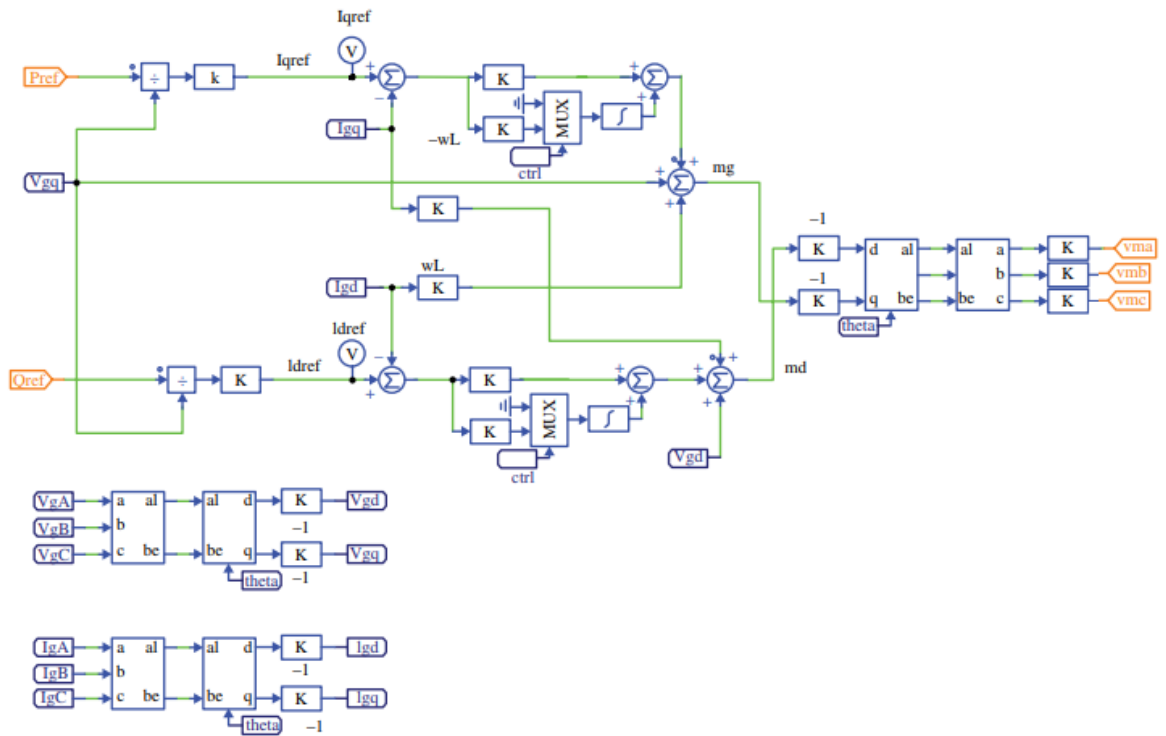


Figura 28. Diagrama del esquema en PSIM del control P-Q.

4.4.3. Llaç de control del bus de continua.

En generació fotovoltaica es molt comú que existeixin variacions de tensió degut a la dependència que es té en el sistema amb el panell fotovoltaic, font de energia la qual no es pot controlar. L'únic que es pot fer son previsions. Es poden fer previsions de radiació pero mai es podrà predir exactament la radiació en cada instant. Aquesta variacions en la generació, es traslladen al convertidor DC/DC, que per consegüent trasllada el mateix problema al convertidor DC/AC.

La intenció d'aquest tipus de controlador es que, quan apareguin increments de la tensió del bus de continua, incrementi la entrega de potencia. En el cas de que la variació fossi negativa, el convertidor entregaria menys potència activa.

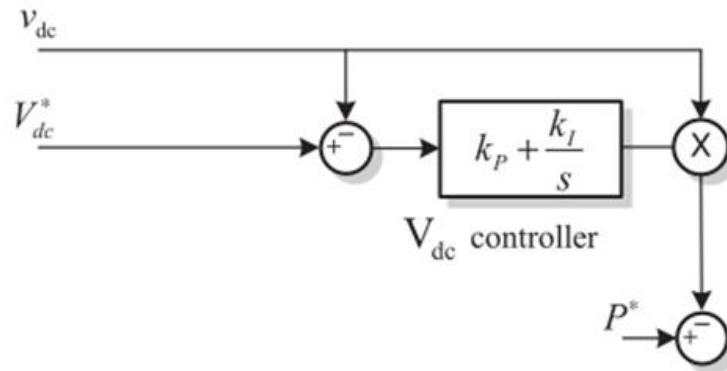


Figura 29. Diagrama de blocs del control del bus de continua. [2]

La tensió v_{dc} correspon a la tensió en un instant concret al bus de continua del condensador i la tensió V_{dc}^* a la tensió de referència del bus del condensador. Aquesta diferència de tensions es tractada per un controlador PI el qual actuarà per obtenir una potència al ser multiplicat novament per la tensió. Aquesta potència es compararà amb la potència de referència introduïda al control P-Q, el qual anirà en cascada.

4.4.4. Control “MPPT” del elevador.

Com ja s’ha explicat amb anterioritat, el controlador del elevador tindrà el objectiu d’aconseguir el MPP del panell per que aquest entregui la màxima potència a l’inversor. La integració del control del MPPT es tal i com es mostra a la figura 30.

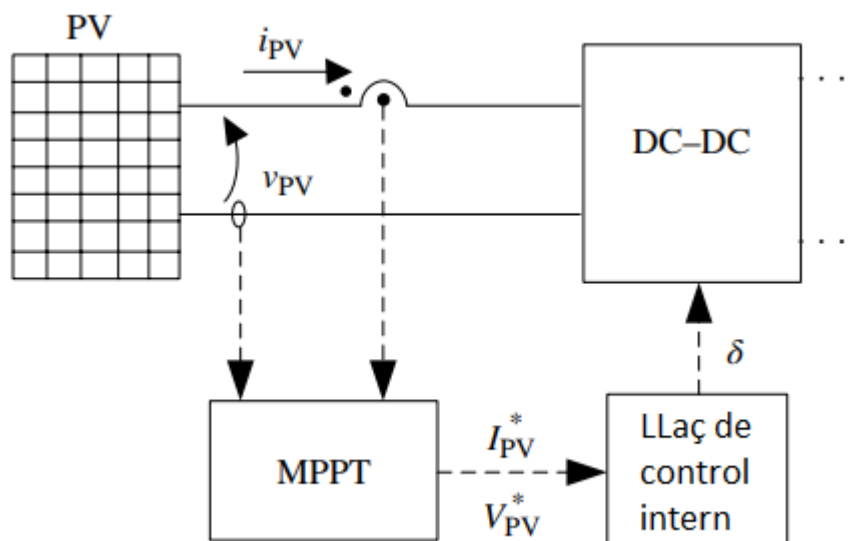


Figura 30 Diagrama de blocs del control MPPT. [15]

A la figura 30, s'observa que en el control la tensió de sortida del panel (v_{pv}) i la corrent de sortida (i_{pv}) és molt important, ja que determina el funcionament del punt del panell. Les tècniques del MPPT funciona conjuntament amb el convertidor DC/DC, de manera que el algoritme de MPPT proporciona la senyal de referència observem que les tècniques MPPT funcionen conjuntament Convertidors DC-DC, de manera que l'algoritme MPPT proporciona els senyals de referència, que són, la tensió V_{pv}^* i el corrent referència I_{pv}^* , per al llaç intern de convertidor DC-DC. El llaç intern regula la tensió v_{pv} i la corrent de el inductor i_{pv} variant el cicle de treball δ , que permetrà la associació entre el MPPT i el convertidor DC/DC per a determinar el punt de operació del panell solar.

Si es vol implementar els controls de pertorbació i observació i conductància incrementals introduïts al capítol 4.1.1 a PSIM el control quedaria tal i com es pot observar a la figura 31 per la pertorbació i observació i com a la figura 32 per la conductància incremental.

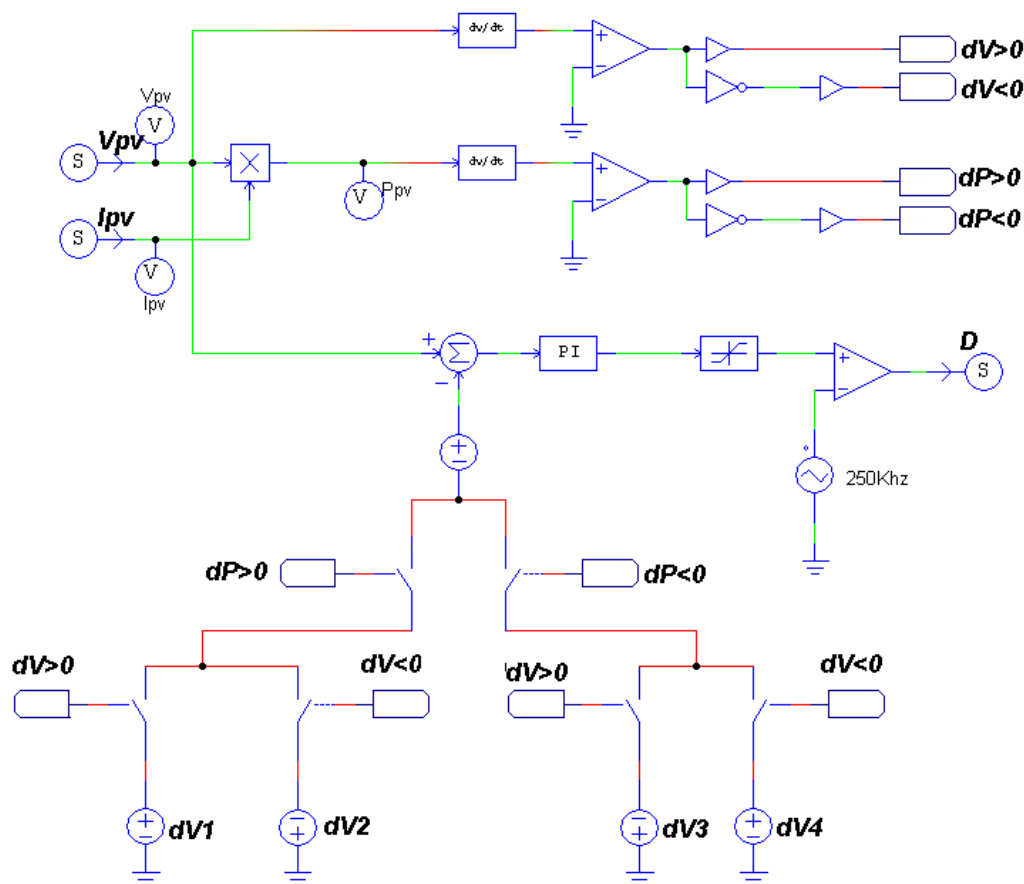


Figura 31. Mètode de pertorbació i observació en PSIM.[5]

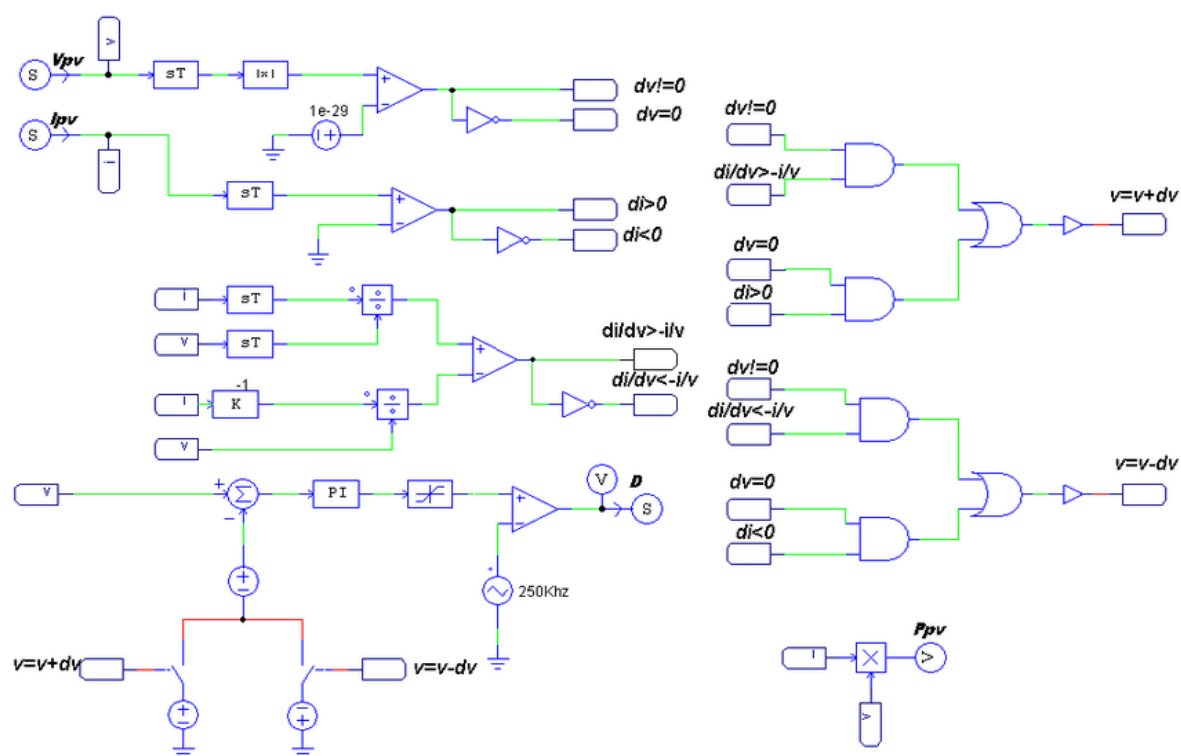


Figura 32. Mètode de conductància incremental en PSIM.[5]

5. Control digital

Per molts anys, els controladors analògics han dominat el control dels sistemes de l'electrònica de potència. Tanmateix, els controls digitals amb el pas del temps han millorat en el cost i en la facilitat d'implementació. Això ha fet que els controls digitals hagin anat prenent el lloc als controladors analògics en molts dispositius.

Els beneficis d'implementar el control digital no van només en millorar l'actuació de els PWM de els interruptors, sinó en la capacitat de control del sistema. En un sistema com el plantejat al nostre treball, resulta molt complicat trobar un integrat que permeti el control dels 7 interruptors eficaçment. En una xarxa de distribució com la nostra, aniria bé el control digital pel fet de que permet un control més complex que el que es pot aconseguir amb el control tradicional. Tot això no es possible mitjançant el control analògic tradicional.

El control digital també permet major flexibilitat al canvi del sistema. Es pot variar la resposta del sistema només implementant Software nou, mentre que amb el control tradicional sempre es necessari canviar algun component electrònic.[3]

El control digital també presenta alguns inconvenients respecte al control analògic. Primerament, un processador digital com la DSP utilitzada al nostre projecte, pot no tenir una resolució adequada de la senyal a tractar si es supera la longitud del vector de dades permès. Un altre inconvenient pot ser que amb el control digital es presenten "delays" en el llaç de control per el processament de dades que realitza el processador. Altre inconvenient es que existeix una limitació de cicles per la longitud del vector de dades que permet moure en cada cicle.[4]

Com es pot veure, el control digital sobre el analògic presenta una sèrie de avantatges i inconvenients que s'han d'analitzar en cada aplicació. En el nostre cas, tenim un sistema que necessita de un control complex (difícilment executable per algun integrat), que treballarà a una freqüència lenta de 10kHz (per lo que el "delay" inferit en el control digital es menyspreable) i que la resolució de la DSP proporcionada al laboratori es suficient per a controlar òptimament el sistema.

Aquest anàlisi, a més del fet de tenir material al laboratori per a realitzar el control digital i el fet de que el control digital està prenent importància en l'àmbit de l'electrònica de potència i convé tractar-ho per a mantenir-se actualitzat a les noves tecnologies, es el motiu per el qual s'escull el control digital per al nostre projecte.

5.1.1. DSP

Els microcontroladors són chips integrats que contenen un nucli processador, memòria i perifèrics com les entrades i sortides digitals. Unificar aquests elements en només un xip té bastants avantatges com salvar espai, menor consum de potència i major fiabilitat. Aquests avantatges fan de els microcontrolador una bona solució per sistemes “embedded”.

Per altre banda, un processador de senyal digital (DSP) és un microprocessador amb la arquitectura especialitzada en el processament de senyals digitals amb una gran rapidesa . Avui en dia els microcontroladors i els DSP poden compartir algunes característiques.

Per tant, es pot descriure un controlador de senyal digital (DSC) com una combinació d'un microcontrolador i un DSP. Els avantatges que comporta l'ús d'una DSC fan que sigui una solució excel·lent per a una àmplia gamma d'aplicacions com a control de motor, conversió avançada de potència i inversors solars entre altres.

Per a aquest projecte, es seleccionarà un DSC de Texas Instruments. El model concret serà el TMS320F28335 de la sèrie Delfino. Aquest xip es mostrat a la figura 33.



Figura 33. DSC TMS320F28335 de Texas Instruments .[2]

Algunes de les característiques principals d'aquest DSC són un temps de freqüència de fins a 150 MHz, fins a 18 sortides PWM, 16 canals d'entrades analògiques de 12 bits i fins a 88 pins (GPIOs) per a usos generals programables individualment com entrades / sortides [2] .

L'entorn de desenvolupament integrat (IDE) que s'utilitzarà serà Code Composer Studio (CCS) .

5.1.1.1. Mòdul de modulació per amplada de pols (ePWM)

Aquest mòdul perifèric és un element fonamental per controlar els sistemes electrònics de potència mitjançant la generació de PWM amb una intervenció mínima de la CPU. Cada mòdul ePWM representa un canal PWM compost per dues sortides: ePWMxA i ePWMxB, que estan disponibles

extern al dispositiu a través del perifèric GPIO, com es mostra a la figura 34. Tots els mòduls són encadenat entre si mitjançant una sincronització de rellotge, que es pot estendre fins al perifèric de captura (eCAP). Cada mòdul ePWM es pot configurar per activar un inici de conversió ADC [2].

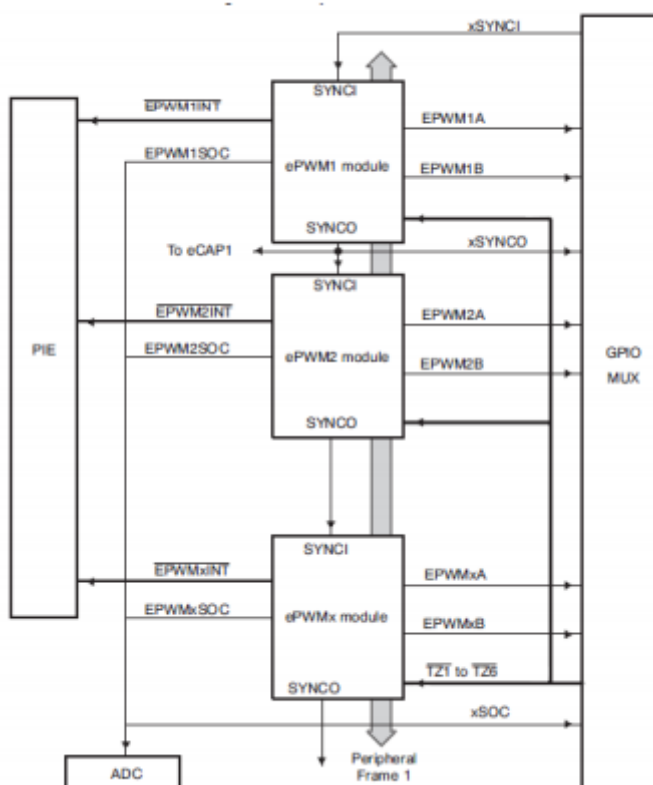


Figura 34. Connexió mitjançant cada mòdul ePWM .[2]

A cada mòdul hi ha un submòdul de base de temps que determina tot el temps del esdeveniment i pot ser configurat per controlar el comptador de la base de temps (freqüència dels esdeveniments), decideix el mode de comptatge i fa un pre-escalat de el rellotge del sistema de la CPU.

Hi ha tres modes d'operació:

- Mode de comptador creixent, a on el comptador comença des de zero i s'incrementa fins que arriba al període .

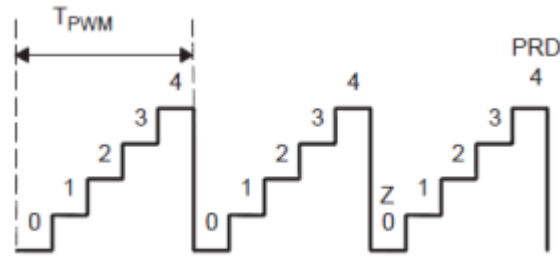


Figura 35. Mode de comptador creixent .[2]

- Mode de comptador decreixent, a on el comptador comença des de el període i es disminueix fins que arriba a zero .

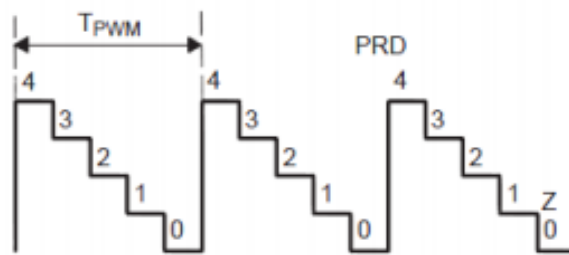


Figura 36. Mode de comptador decreixent .[2]

- Mode de comptador creixent i decreixent , a on el comptador comença des de zero i s'incrementa fins que arriba al període . El comptador disminueix fins que arriba a zero.

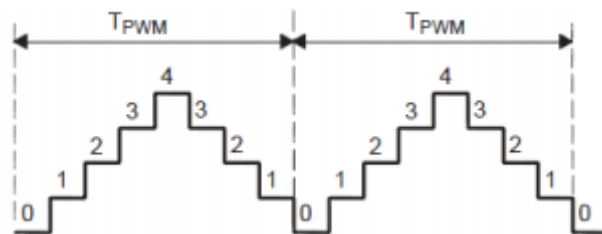


Figura 37. Mode de comptador creixent i decreixent .[2]

El submòdul de zona neutral es utilitza per a generar una zona neutral controlada entre dos canals del mòdul ePWM. Aquest submòdul es de molta utilitat a l'hora de la generació de el SVPWM utilitzat al inversor trifàsic pel fet de que inserta un "delay" petit entre dos interruptors quan es queden en estat obert. Per a aquest propòsit, el parell de sortides ha de ser configurat com activat en estat alt, en estat baix, que s'activin en estat alt complementàriament o en estat baix complementàriament.

El mòdul de zona neutral permet configurar valors independents per al temps de pujada i per al temps de baixada.

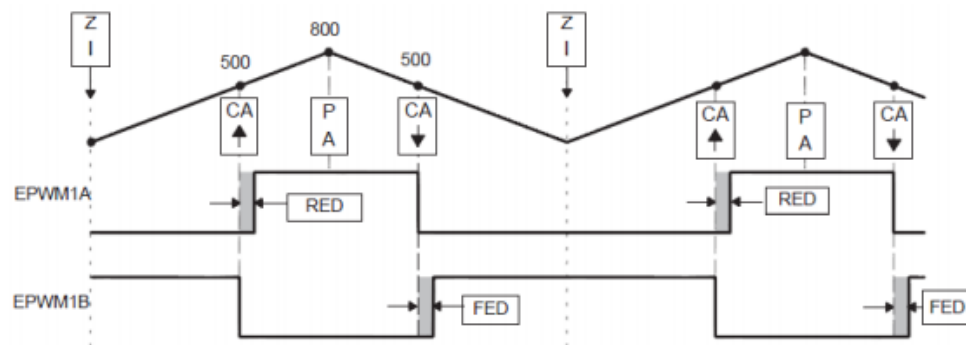


Figura 38. Configuració ePWM per els interruptors del inversor.[2]

La figura 38 es un exemple de la configuració de ePWM per a una branca de un inversor trifàsic.

Aquest mòdul ePWM ha estat configurat com a comptador creixent i decreixent fins a un valor de 800. El valor de referència està configurat fins a 500 i hi ha una zona neutral entre cada pujada a estat alt i cada baixada a estat baix, les dues configurades a un valor de 50. Aquest mòdul ha estat configurat com a actius a estat alt complementàriament.

5.1.1.2. Mòdul de conversió analògica a digital (ADC)

El mòdul ADC de el TMS320F28335 té un ADC de 12 bits amb 16 canals configurables com a dos mòduls independents de 8 canals [2] . Les senyals analògiques d'entrada han de estar en un rang de 0V a 3V, i el valor digital llegit per el DSC està donat per l'equació 5.1.

$$Valor\ digital = 4095 \frac{V_{Senyal\ analògic}}{3} \quad (Eq. 5.1)$$

Alguns dels mòduls ePWM són usats com habilitadors de inici de conversió (SOC). El multiplexor (MUX) permet seleccionar qualsevol canal dels mòduls permesos. En la figura 39 es mostra el diagrama de blocs del mòdul del ADC.

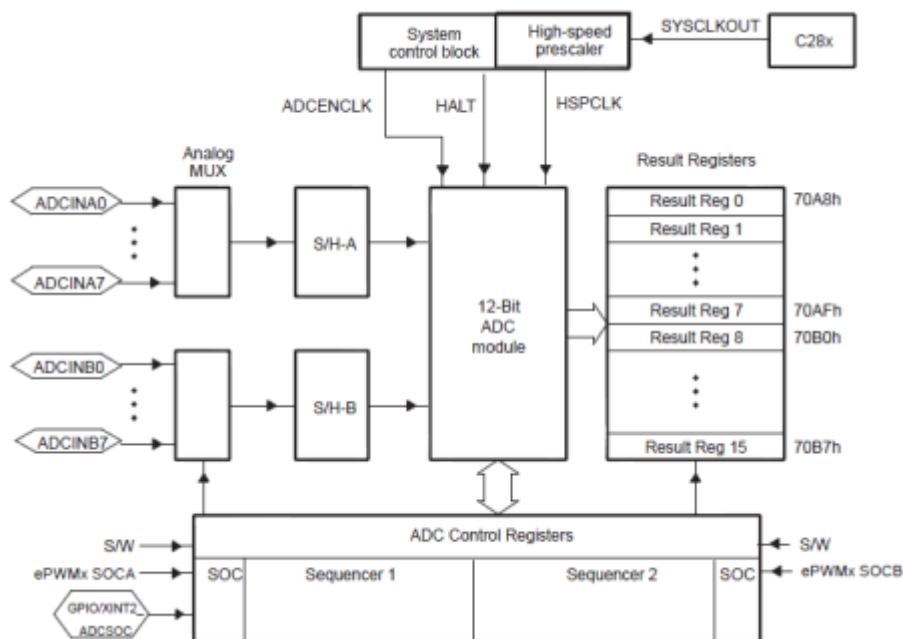


Figura 39 Diagrama de blocs del mòdul ADC. [2]

La màxima freqüència de mostreig que permet es 12.5 MHz, i pot arribar a 16 conversions en una sola seqüència SOC. Després de la conversió, el valor digital es emmagatzemat en el registre de resultats apropiats.

5.1.2. Autogeneració de codi PSIM

Una possibilitat molt gran que permet el Software de simulació PSIM es la possibilitat de generar un codi òptim per a ser compilat a la DSC en CCS sense necessitat de programació directa. Això genera infinites possibilitats per a usuaris sense necessitat d'aprendre un llenguatge de programació en profunditat. Tanmateix, la autogeneració de codi no es tan senzilla com pot semblar i requereix d'un alt nivell de complexitat pel fet de que s'ha de digitalitzar el control.

Per a digitalitzar un control per a una DSP com la F28335 utilitzada al projecte, s'utilitza en especial el mòdul de SimCoder. Dintre de aquest mòdul, hi ha una sèrie de mòduls que s'han de implementar sempre per a qualsevol digitalització de un sistema de control on es defineixen els perifèrics de la DSP i la DSP utilitzada entre altres. Després, més hi ha blocs analògics que són menys trivials i que la seu pas a domini digital es menys genèric.

A continuació es descriuran els mòduls més genèrics utilitzats en la autogeneració de codi del PSIM, i després es descriurà la digitalització de cada un dels controls introduïts al capítol de control que s'utilitzen en el nostre sistema.

5.1.2.1. Blocs Genèrics de Simcoder

El primer pas per a que el model de PSIM sigui identificat com a base de generació de codi es establir en el bloc "Simulation Control", el hardware de la DSP on es vol implementar, es a dir la llibreria que s'ha utilitzat per a configurar els perifèrics del processador. Des de la barra d'eines genèrica del PSIM que es mostra a la figura 12.3 s'entra en la pestanya Simulate >> Simulation Control, on s'estableix el bloc de control.

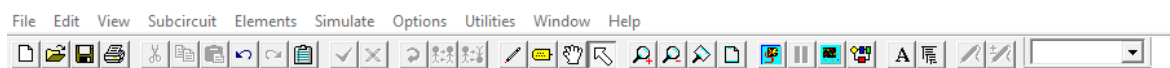


Figura 40. Barra d'eines de PSIM.

En el bloc "Simulation Control" en la opció Hardware Target, es selecciona la DSP en la que es vol implementar el codi. D'entre les diferents opcions, es selecciona la TI F28335 que correspon al DSP utilitzat al nostre projecte.

En aquest bloc, també es selecciona la memòria de la DSC on es guardarà el codi. La selecció de la memòria a utilitzar depèn de la velocitat i el objectiu de la implementació final. Al utilitzar la memòria RAM el codi es manté mentre la DSC es troba alimentada per una font d'energia. Quan la DSC es queda sense alimentació el codi es esborrat. El contrari succeeix al establir la memòria ROM, que manté el codi gravat encara que la DSC es quedi sense alimentació. Es recomanable utilitzar la memòria ROM quan el codi ha passat per totes les etapes de depuració, es a dir, quan ja es definitiu.

Entre els dos tipus de emmagatzematge de memòria, existeixen dues opcions, Debug y Release. Al utilitzar el mode Release a diferència del Debug s'emmagatzema en espais fixes la memòria amb certes variables i operacions amb objecte de optimitzar el codi i velocitat de procés.

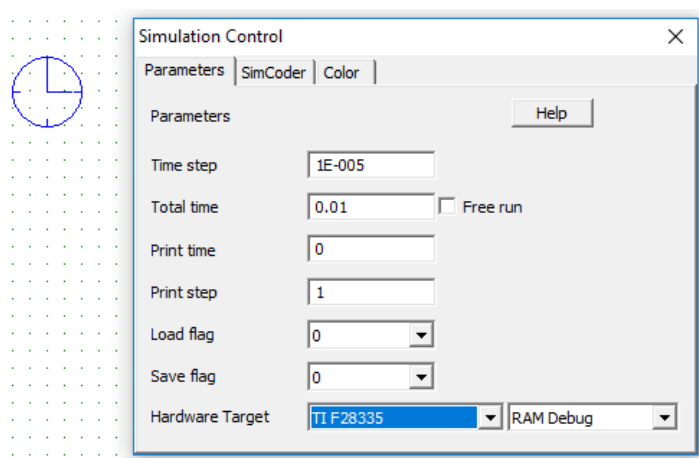


Figura 41. Bloc "Simulation Control" de PSIM.

Un altre bloc indispensable com a part de la configuració inicial es el bloc de "Hardware Configuration Board" mostrat a la figura 42. En aquest bloc de configuració es selecciona els ports de propòsits generals (GPIOs), i la funció que realitzaran en el sistema. En definitiva, amb aquest bloc un usuari pot definir la configuració de la placa de la DSC específica amb la qual es treballa.

El DSP F28335 proporciona 88 ports GPIO, des de GPIO0 fins a GPIO87. Alguns dels ports poden tenir múltiples funcions. Per exemple, el port GPIO1 es pot utilitzar com a entrada digital o sortida digital o sortida PWM o entrada de captura. Hi ha una casella de selecció a l'esquerra de cada funció. Quan es marca un quadre, significa que es pot utilitzar aquesta funció en particular. Per exemple, per al Port GPIO1, si es marca la casella de selecció "Entrada digital", significa que aquest port s'utilitza com a entrada digital i no es pot utilitzar per a cap altra funció. Si s'utilitza com a sortida PWM, per exemple, es generarà un error.

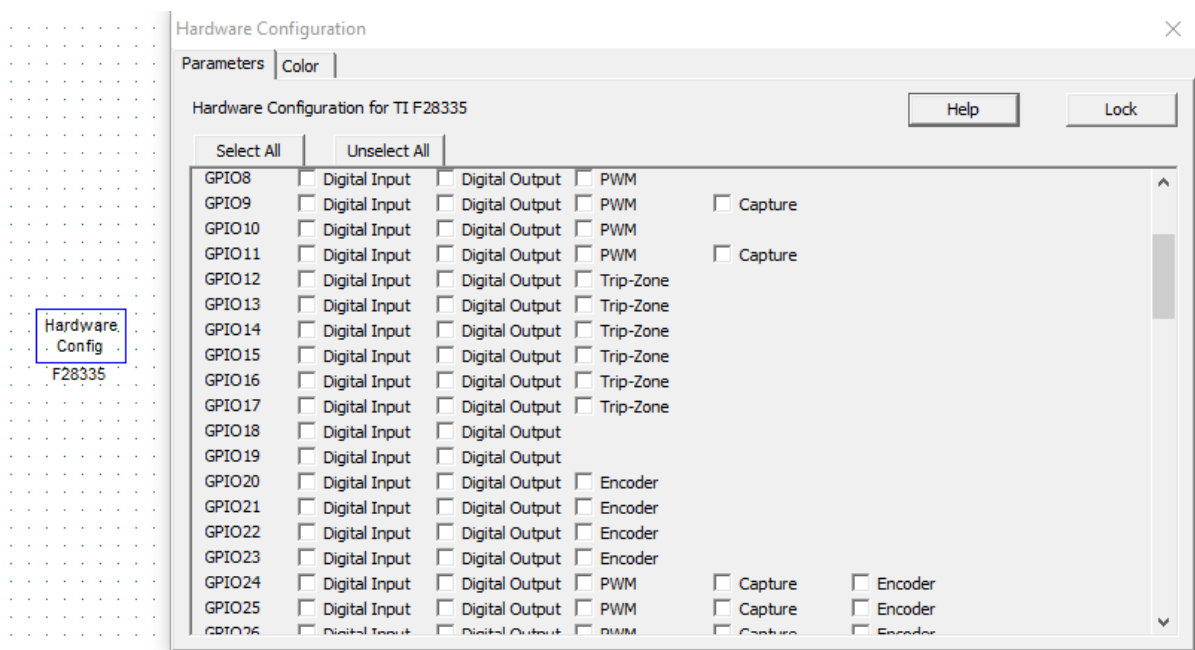


Figura 42. Bloc "Hardware Configuration" de PSIM.

També té com a caràcter obligatori el bloc de "DSP Configuration" mostrat a la figura 43. Aquest bloc permet establir la velocitat externa del rellotge del processador (valor enter amb màxim de 30 MHz) i la velocitat de la DSP (valor sencer múltiple de 1 a 12 vegades el valor de la velocitat externa del rellotge amb màxim de 150 MHz).

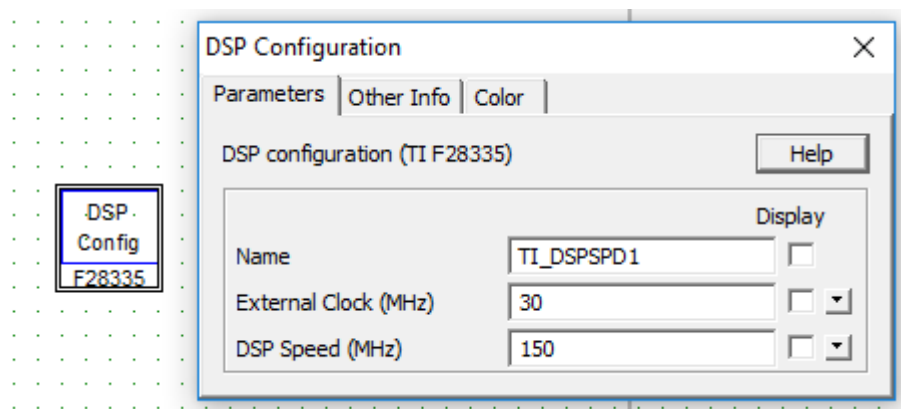


Figura 43. Bloc "DSP Configuration" de PSIM.

Un altre bloc que serà necessari incloure sempre que es realitzi una transmissió de informació per mitja del port sèrie del ordinador es el bloc "SCI Configuration" que apareix a la figura 44.

Aquest bloc constitueix en definitiva el format de comunicació per el port sèrie. D'acord amb el processador utilitzat s'especifica els ports de comunicació a utilitzar, ja que com es el cas del model F28335 té més d'un canal de comunicació. La velocitat de transmissió es deu establir segons el dispositiu receptor, això com detalls de la composició del missatge com és l'aplicació de un inspecció de paritat i la longitud del buffer de emmagatzematge.

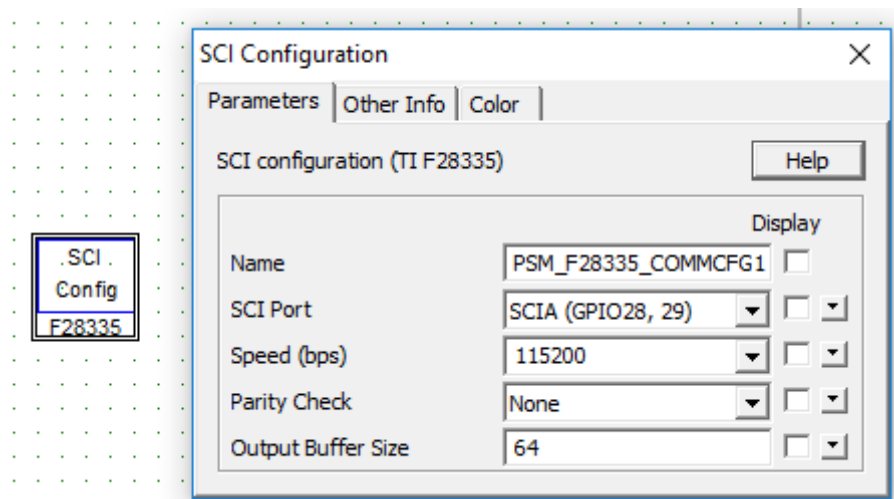


Figura 44. Bloc "SCI Configuration" de PSIM.

5.1.2.2. Digitalització del control DC/DC

En aquest apartat, es va voler partir dels model de conductància incremental i de pertorbació i observació introduïts als capítols anteriors.

En tots dos models, s'utilitzaven blocs no permesos que no estaven digitalitzats. Després de haver passat mesos intentant la generació de codi de tots dos models, s'intenta realitzar el model de un altre manera. El bloc de control amb interruptors que complementaven el diagrama de flux dels MPPT mostrats a la figura 45 es simplifiquen en un bloc en C. El circuit també ha estat modificat afegint un ADC després del sensor de corrent, substituint el comparador amb la senyal triangular de modulació. El sistema digitalitzat es pot veure a la figura 45.

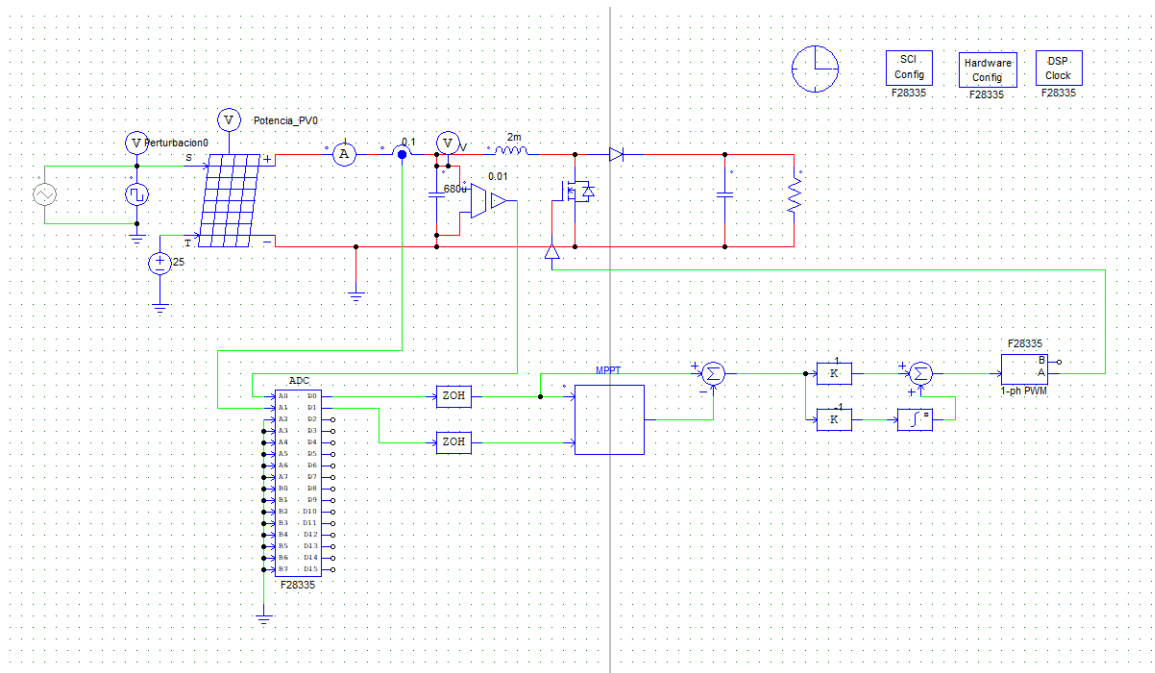


Figura 45. Esquema de la digitalització del DC/DC amb PSIM.

Els dos elements, el PWM i el ADC per el F28335 es troben en el mòdul Simcoder de PSIM que ja s'havia mencionat. Per a realitzar el control del DC/DC només es necessita un PWM de una fase encara que els mòduls de PWM inclosos en la llibreria permeten la integració de mòduls PWM de una fase, de dos fases i fins a 3 fases. El F28335 té 6 canals de sortides de PWM disponibles (amb dos sortides en cada canal, en total 12 sortides). El mòdul de PWM de una fase es el mostrat a la figura 46.

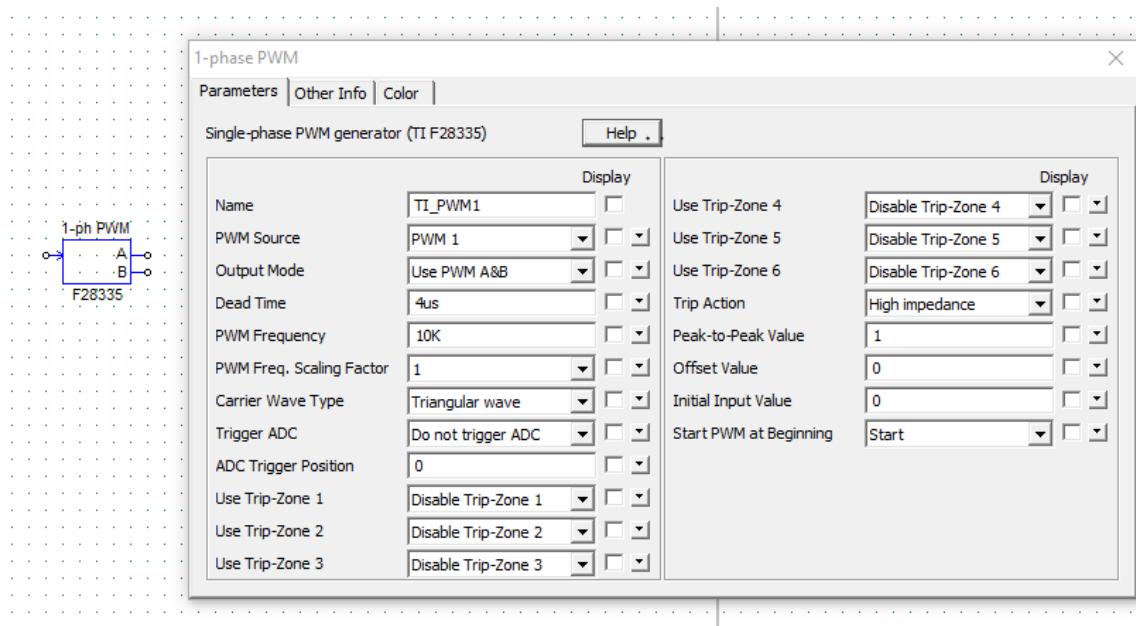


Figura 46. Bloc "1-phase PWM" de PSIM.

En el projecte, s'estableix una freqüència de PWM de 10k que venia donada per la freqüència de commutació del IGBT. Només s'usa la sortida A pel fet de que es suficient per a commutar el interruptor del elevador la resta de paràmetres es deixen per defecte. Es necessari per tal de poder compilar el programa configurar la sortida GPIO del mòdul "Hardware Configuration" explicat amb anterioritat establint una sortida com a PWM, que en el cas del projecte serà la 0.

Pel que fa al ADC, el mòdul del ADC només accepta valor d'entrada de com a màxim 3V per a una senyal en mode continu. Les senyals de la planta convé atenuar-les amb els sensors de corrent i tensió a la realitat (que s'explicaran en l'apartat de implementació) i amb el mòdul de guany K en simulacions. El càlcul del guany real que s'ha de implementar s'explicarà amb més detall al apartat implementació. Per simulacions, es posa un guany al sensor de valor 1/K amb K de l'ordre de 1000. Dintre del mòdul de l'ADC de PSIM mostrat a la figura 47 s'ha de retocar el valor a l'entrada A_n escollida i multiplicar-ho per K.

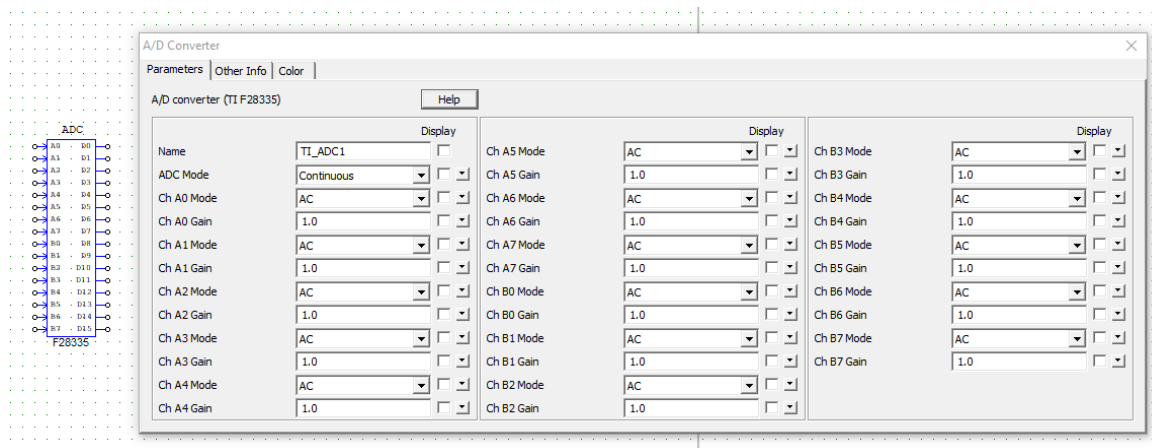


Figura 47. Bloc "A/D Converter " de PSIM.

Es necessari també la adició del bloc "Zero Order Hold" en la senyal de sortida del ADC. Aquest bloc el que fa es que congela en un temps indicat, la adquisició de dades del ADC. Es necessari per tal de que no es mandin dos senyals PWM de mateix valor en un mateix cicle de commutació del PWM, fet que si es propagués indefinidament alteraria el control del sistema. El bloc "Zero Order Hold" convé establir-ho al mateix valor de la freqüència de commutació del PWM, que serà de 10K.

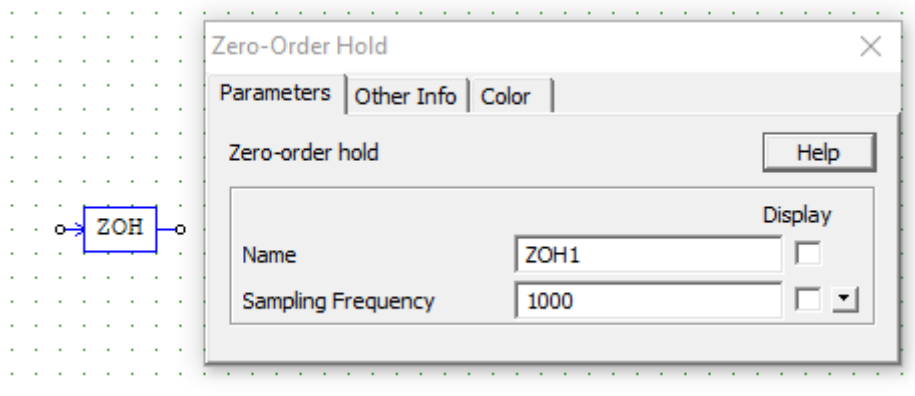


Figura 48. Bloc "Zero-Order Hold " de PSIM.

El PI es necessari per tal de estabilitzar el control el màxim possible, encara que aquest bloc no es possible implementar-ho al control digital tal qual. Per tal de integrar en el control digital mòduls PI el PSIM incorpora una utilitat per tal de transformar el controladors PI de domini s per mitjà de la transformada de "Backward Euler" o "Biliniar" a domini z. Per accedir a aquesta eina, es selecciona a la barra d'eines del PSIM Utilities >> s2z Converter.

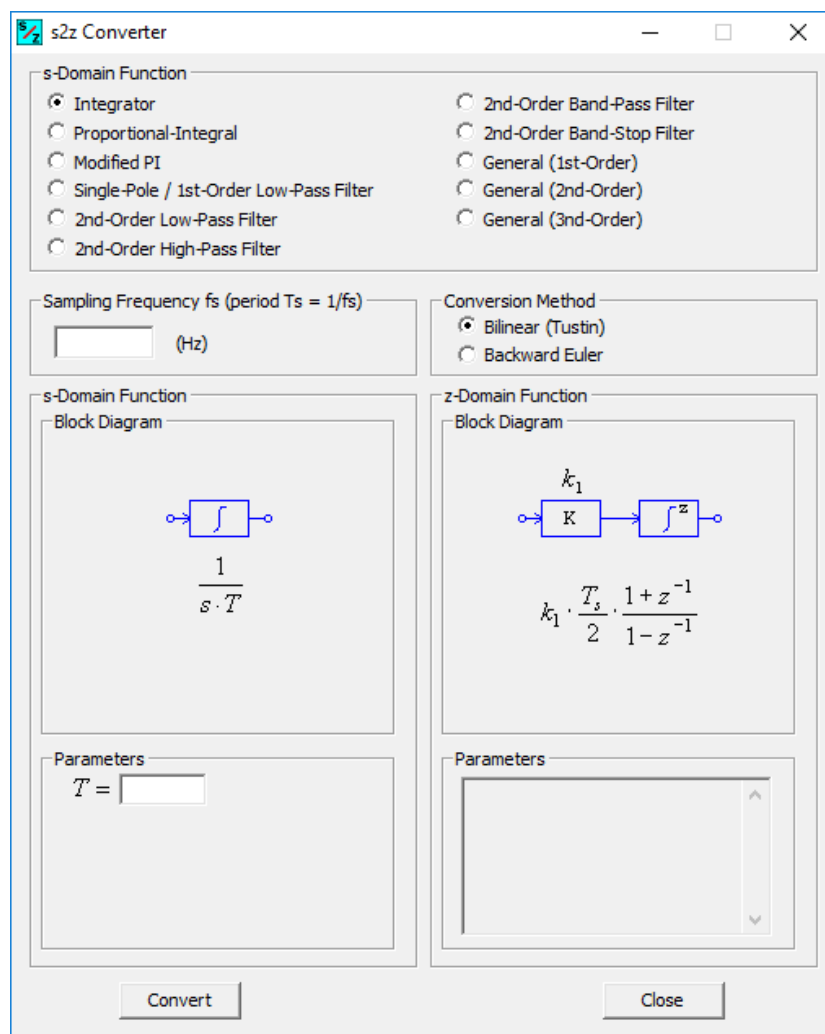


Figura 49. Utilitat "s2z Converter " de PSIM.

Els paràmetres de controlador PI s'estableixen mitjançant prova i error en l'apartat de simulacions.

Un cop definit tots aquest elements, queda definir el Bloc de programa de C. Com que no era capaç de aconseguir digitalitzar els models, vaig haver d'implementar-ho mitjançant codi en C. El bloc de Codi simplificat en C mostrat a la figura 50 permet introduir més d'una variable i fer la compilació d'errors.

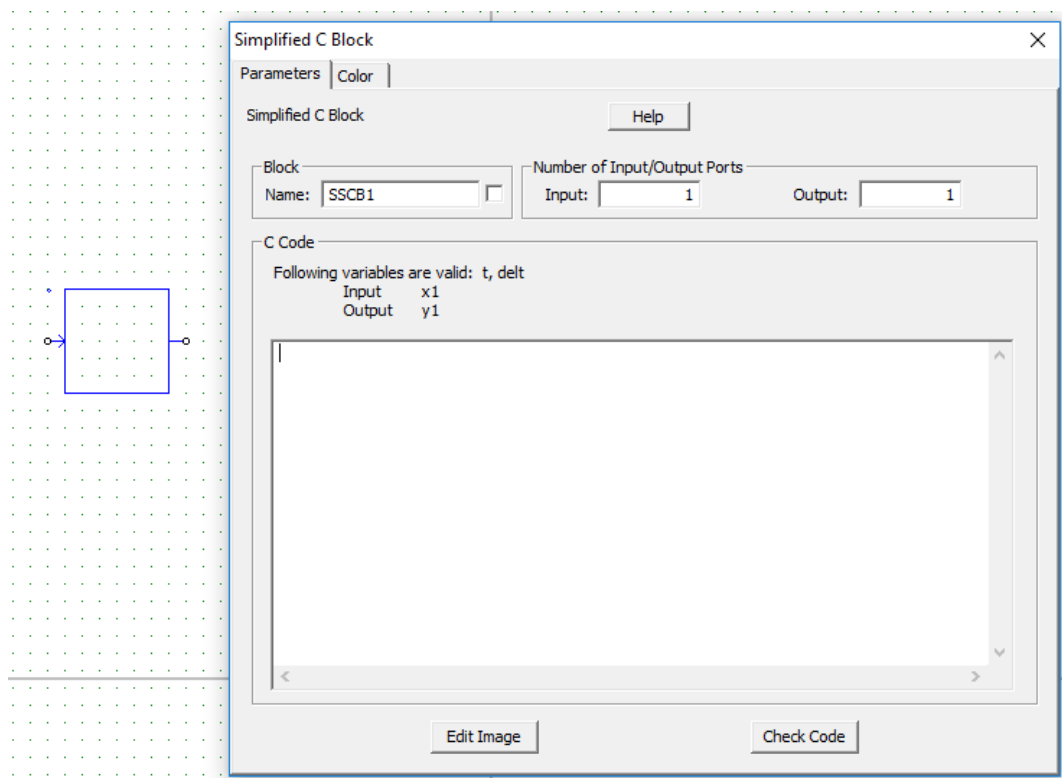


Figura 50. Bloc "Simplified C Block " de PSIM.

Jo vaig definir com a x1 la senyal digital de tensió i com a x2 la senyal digital de corrent i com a y1 la senyal de sortida de referència. El codi corresponent al diagrama de flux del MPPT amb el mètode de pertorbació i observació i el de conductància incremental es descriuran en el capítol de simulacions.

5.1.2.3. Digitalització del control DC/AC

La digitalització del control del inversor, encara que sembla més difícil, em va reportar menys temps. Això era per què ja s'havien adquirit coneixements i pràctica amb el software i per que es va partir del exemple de PSIM de control de un inversor trifàsic que estava bastant ben estructurat. Per això vaig poder identificar totes les parts que componien el control explicat a capítols anterior i anant convertint-ho amb criteri. El control quedaria de la forma que es pot veure en la figura 51.

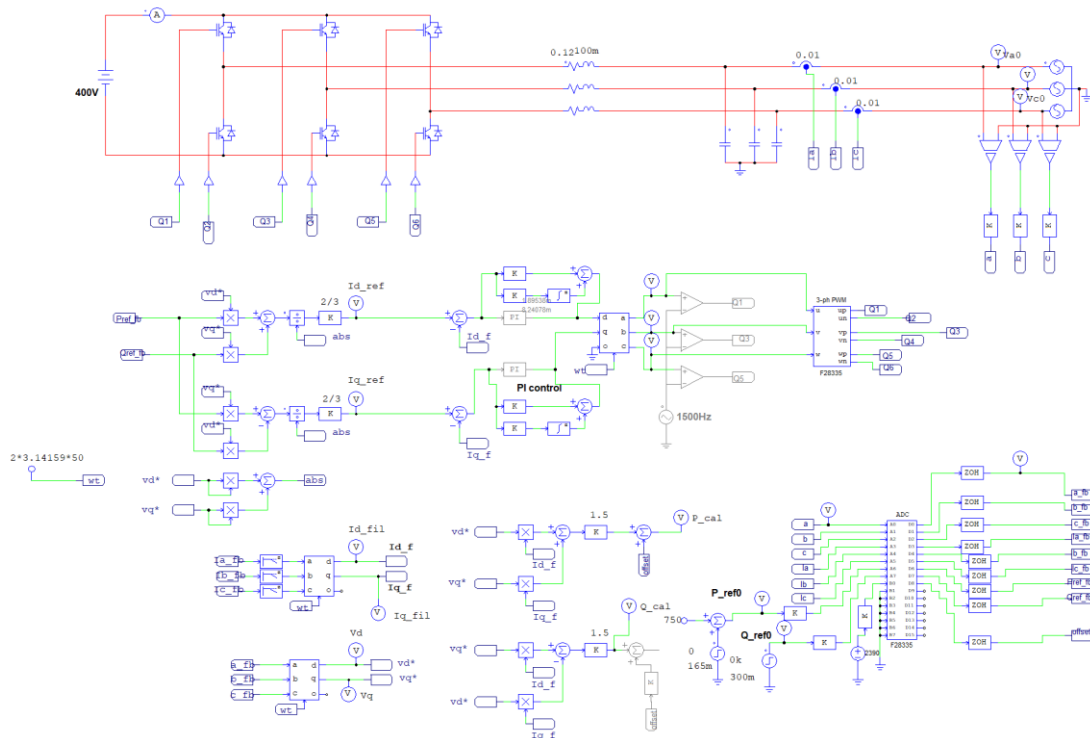


Figura 51. Digitalització del control DC/AC.

En aquest esquema de PSIM es pot veure elements iguals als explicats a la digitalització del convertidor elevador. La explicació detallada de tots els elements repetit s'ometrà per no ser redundant com són els "Zero order Hold", els PI (que són transformats mitjançant la transformada Backward Euler i els diferents sensor de corrent i tensió que són adaptats al ADC.

Com a elements distints, està el PWM de 3 fases que en essència es configura de la mateixa manera com si fos d'una. S'ha de habilitar més ports GPIOs que actuïn com a sortida de PWM per tal de no tenir cap error.

6. Disseny de la planta.

Un cop introduït els elements que constituïran el nostre projecte, s'ha de saber quina es la manera més òptima de implementar-lo tenint en compte els recursos del laboratori E3-PACS.

El dimensionament de la potència de el inversor que s'utilitzaria ha vingut definit bàsicament per els elements de hardware y software disponibles al laboratori E3PACS. Per simular la entrada de els panells fotovoltaics al laboratori es disposava de dos SAS petits de fins a 80 V y un altre de fins a 60 V, els dos de 480 W. Un altre de 1200 W amb una tensió màxima de 220 V y finalment una GSS de 22KW. Apart de la GSS, cap altre SAS permetia veure en temps real mitjançant software el punt a on es trobava treballant el panell solar. Es per això que es va voler treballar amb la GSS.

Al treballar amb un simulador de panell solar, es va tenir l'avantatge de que es podia implementar el model que de panell solar que es volgués. El mòdul de escollit correspon al MSX-60 , pel fet de que hi ha exemples de PSIM on es té implementat el mòdul del panell amb tots els seus paràmetres i simulacions amb connexions en sèrie i paral·lel d'aquest model. La taula correspon a la taula de característiques del panell solar MSX-60.

Taula 6.1 Principals característiques del sistema

Ítem	Valor
P_{MPP}	60 W
V_{MPP}	17.1 V
I_{MPP}	3.5 A
V_{oc}	21.1 V
I_{sc}	3.8 A

Es sap que es necessita d'una tensió de sortida major a $310 V_{DC}$ per a que així el pont inversor pugui obtenir una tensió d'amplitud $220 \cdot \sqrt{2} = 311.127 V$. Mitjançant el control de tensió de l'apartat 4.4.3 s'estabilitzarà el bus a una tensió de 400 V. El convertor DC/DC elevador de tensió constarà de un díode, un IGBT, una bobina i els filtres capacitius de la entrada i sortida. Tal i com ja s'ha comentat

al capítol de control al tenir una resposta exponencial, convé tenir una cicle de treball de no més de 0,5 [1].

Aplicant la equació del cicle de treball de un elevador es té que l'entrada hauria de ser de un a valor de 200 V per a fer treballar còmodament al panell.

$$D = 1 - \frac{V_s}{V_o} = 1 - \frac{200}{400} = 0,5 \quad (\text{Eq. 6.1})$$

Segons la taula 6.1, es sap que el panell com a màxim pot proporcionar una tensió a l'entrada de 17.1 V. Es per això que convé associar panells. Com ja s'havia explicat, al associar el panells en sèrie s'augmenta la corrent I_{sc} i al associar-los en paral·lel s'augmenta la tensió V_{oc} .

Si s'agrupen en sèrie els panells, es té la relació de tensions següents, on n correspon al número de panells en sèrie.

$$V_{MPP} = 17,1 \cdot n = 200 \quad (\text{Eq. 6.2})$$

Com que es vol una tensió de 200 V al MPP, el número de panells que s'hauran de posar serà de 11,69. Com que no es poden posar físicament 11,69 panells, s'agafa el valor de 12 panells. Es realitza també el mateix procediment per el corrent que dependrà del panell a la càrrega.

$$I_{sc} = 3,55 \cdot n \quad (\text{Eq. 6.3})$$

Simulant la aquesta associació de panells, el sistema calculat queda com a la següent taula.

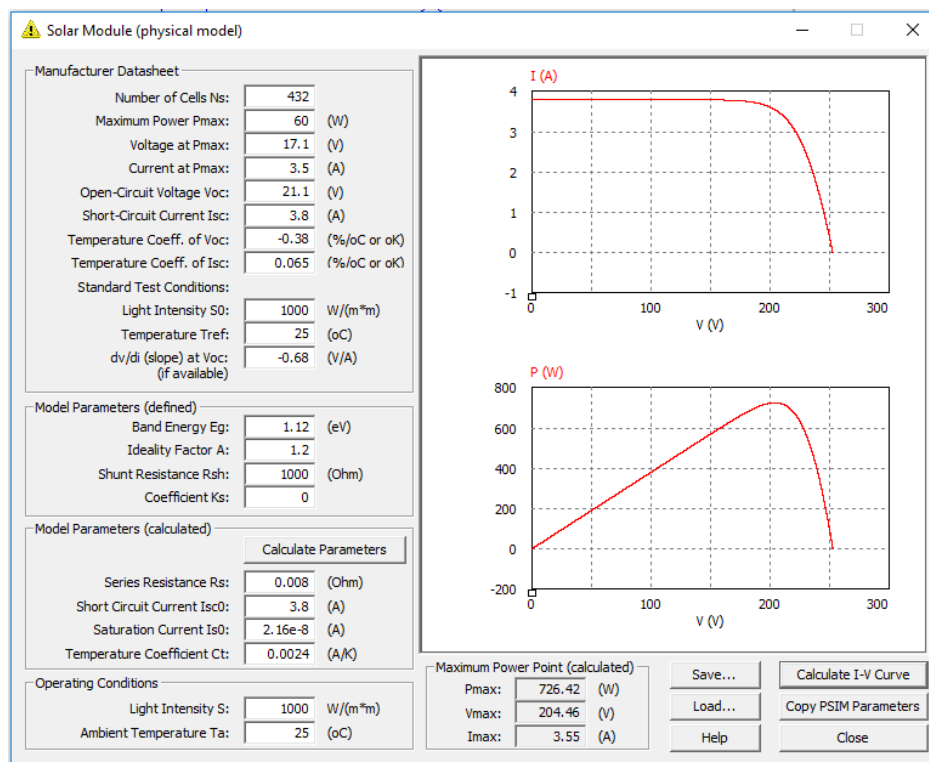


Figura 52. Bloc "Simplifies C Block " de PSIM.

6.1.1. Càlcul del elevador.

Al laboratori, es disposava de el mòdul de potència MTL-CBI0060F12IXHF de Guasch. Aquest mòdul es disposa de 3 branques de IGBT en pont complet amb una branca addicional de un IGBT amb un díode en directa en el col·lector i un relay de precàrrega. A més, en el mòdul ja ve implementat el driver SCiCoreDrive72 de Semicode per el control de els IGBT, i els sensors de corrent de fase de sortida i els de tensió al bus de continua. La comunicació amb tots aquests elements va donada per un cable RS232.

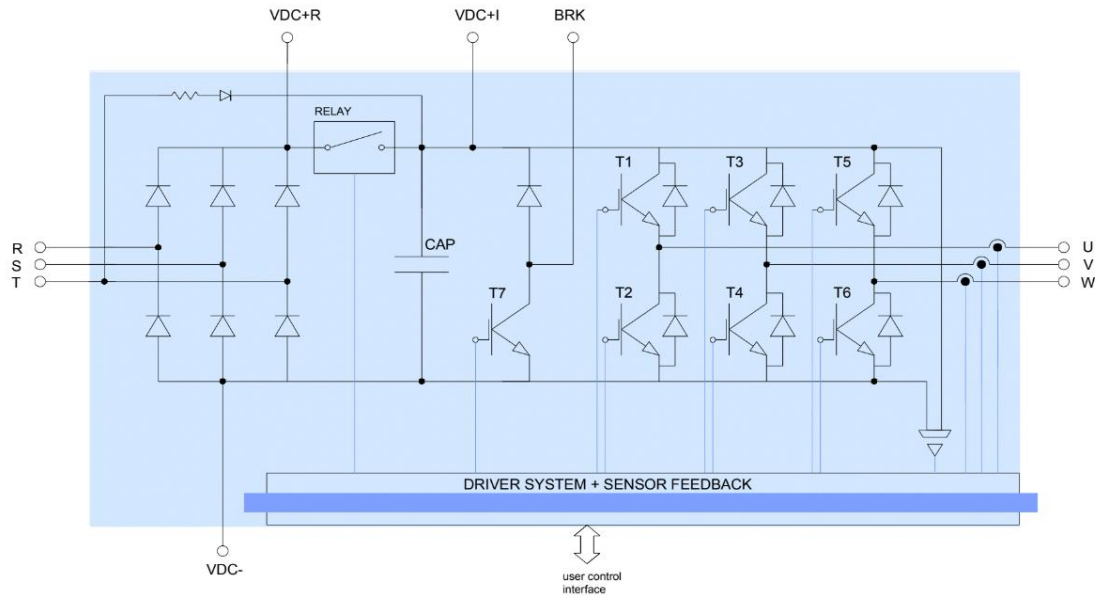


Figura 53. Esquema de la topologia del mòdul MTL-CBI0060F12IXHF (Font: MTL-CBI0060F12IXHF Datasheet)

La implementació consistia en utilitzar aquest mòdul utilitzant la branca addicional com a convertidor Boost , y les següents branques com a inversor trifàsic en pont complet amb lo que es volen aprofitar les 4 branques del dispositiu MTL-CBI0060F12IXHF de Guash per a la realització de tot el sistema.

El mòdul de Guash ja disposa de el condensador del bus de continua i dels IGBT necessaris per les commutacions del inversor i el elevador. L'únic que faltaria dimensionar es la bobina es necessària per la topologia del inversor.

Per al disseny del inversor s'han seguit els exemples de [14]. La inductància es dimensiona per limitar l'arissada del corrent ΔI_L en el punt de funcionament que introdueixi el màxim arissat. Un valor típic de la restricció de l'arissat del corrent es el 15% de la corrent que circularà a la bobina. La corrent nominal prevista per a circular per la inductància del elevador es de 3,55 A. L'arissada del corrent que es tindrà vindrà determinada per la equació 6.4.

$$\Delta I_L = 3,55 \cdot 15\% = 0,5325 \text{ A} \quad (\text{Eq. 6.4})$$

El arissat del corrent a la inductància es dedueix a partir de la relació de tensió corrent de la inductància en un semiperíode de commutació per l'equació 6.5.

$$V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (\text{Eq.6.5})$$

Δt correspon al temps en el que el IGBT del elevador estarà tancat. L'obtenció de ΔI_L ve donat a l'equació 6.6 pel fet de que la tensió a la bobina serà igual a la tensió d'entrada.

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{L} = \frac{V_{in} \cdot D}{L \cdot f} = 0,5325 \text{ A} \quad (\text{Eq. 6.6})$$

Com la tensió a la entrada es variable, haurem de posar la fórmula en funció de la tensió de sortida, que serà que fixarem en el bus de continua com a referència en el llaç de control corresponent. Si es substitueix en la forma que relaciona la tensió de un elevador amb la equació 6.5, queda la equació 6.7

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_{out} \cdot (1 - D) \cdot D}{L \cdot f} = \frac{V_{out} \cdot D - V_{out} \cdot D^2}{L \cdot f} = 0,5325 \text{ A} \quad (\text{Eq. 6.7})$$

Si apliquem ara en aquesta equació, els nostres valor de V_{out} i la freqüència de 10 kHz donada per la freqüència de commutació dels IGBT, i sabent que per a que l'arissada sigui màxima, el cicle de treball ha de ser de 0,5.

$$L = \frac{400 \cdot (1 - 0,5) \cdot 0,5}{0,5325 \cdot 10000} = 0,018 \text{ H.} \quad (\text{Eq. 6.8})$$

A partir de la relació entre la corrent i la tensió de un condensador en un semiperíode es pot obtenir el valor de la seva capacitat. El mòdul Guash té un condensador de 1000 μF en el bus de continua. Sabent això, la equació que relaciona el corrent amb l'arissada es la equació 6.9.

$$\Delta V_C = \frac{\Delta I_{Lmax}}{8 \cdot f \cdot C} = \frac{0,5325}{8 \cdot 10000 \cdot 0,001} = 6,656 \text{ mV} \quad (\text{Eq. 6.9})$$

Per tal de forçar al elevador a treballar dissipant els 400 V del bus de continua amb una corrent de 3,55 A a la bobina es necessari el càlcul de la resistència de càrrega.

Es sap que el nostre convertir treballarà a una potència determinada en funció de la tensió a la entrada i la corrent que entregui el panell solar. Suposant que el control de MPPT funciona correctament aquest entrega una potència determinada calculada a l'equació 6.10

$$P_{PV} = 3,55 \cdot (17,1 \cdot 12) = 728,46 \text{ W} \quad (\text{Eq. 6.20})$$

Per tal de imposar el corrent que circularà a través de la càrrega s'imposa un corrent que anirà limitat en funció de la càrrega. Segons el balança de potències, la resistència de càrrega R veurà la potència que li entrega el panell tal i com es veu a l'equació 6.11

$$P_{PV} = P_{carrega} \quad (\text{Eq. 6.31})$$

Per tant, per calcular la resistència necessària s'ha d'aplicar la llei d'ohm de l'equació 6.12

$$R_{Càrrega} = \frac{V^2}{P} = \frac{400^2}{728,46} = 219,64 \, \Omega \quad (\text{Eq. 6.42})$$

6.1.2. Càlcul del inversor.

Al inversor es rebrà idealment la potència que genera el elevador. Per tant, sabent que idealment el inversor trifàsic rebrà una potència de 728,46 W es fàcil calcular el corrent que despondrà el inversor trifàsic mitjançant la equació 6.13

$$I_{Inversor} = \frac{P}{V_{condensador}} = \frac{728,46 \, W}{400} = 1,82 \, A \quad (\text{Eq. 6.53})$$

Si es sap que l'energia de un condensador, durant el semiperíode en el que el IGBT del elevador està obert està donada per l'equació 6.14

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \cdot I_c \cdot \Delta t = \frac{1}{C} \cdot (I_{boost} - I_{inv}) \cdot \frac{1 \cdot D}{f} = \frac{1}{C} \cdot \left(\frac{P}{V_{bus}} - I_{inv} \right) \cdot \frac{1 \cdot D}{f} \quad (\text{Eq. 6.64})$$

Volent una arribada de 40 V que correspon al 10% de la tensió en el bus de continua, el valor mínim de la capacitat del condensador serà:

$$C = \left(\frac{728,46}{400 \cdot (1 - 0,5)} - 1,82 \right) \cdot \left(\frac{1 - 0,5}{10000 \cdot 40} \right) = 2,27 \, \mu F \quad (\text{Eq. 6.75})$$

Per tal de calcular ara el dimensionat de la inductància del inversor la farem per al semicicle en el que està commutant una diagonal de IGBT'S. La tensió a la inductància en aquest instant serà igual a:

$$C = \left(\frac{728,46}{400 \cdot (1 - 0,5)} - 1,82 \right) \cdot \left(\frac{1 - 0,5}{10000 \cdot 40} \right) = 2,27 \, \mu F \quad (\text{Eq. 6.86})$$

Recuperant la formula de la tensió a la bobina del apartat anterior, es té que la tensió que veurà la bobina quan commutin una diagonal de IGBT ve donada per la equació:

$$V_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt} = V_{in} - V_{out} \quad (\text{Eq. 6.97})$$

Si recuperem l'equació de la solució d'aquesta integral resolta al apartat del elevador tenim l'equació 6.18

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{L} = \frac{V_{in} \cdot D}{L \cdot f} = 0,5325 \text{ A} \quad (\text{Eq. 6.108})$$

Es necessari trobar l'arissada del corrent màxim, que dependrà de la tensió de la xarxa i la seva potència.

$$P = 3 \cdot V_{fase} \cdot I_{fase} = 728,46 \quad (\text{Eq. 6.119})$$

Aplicant la llei d'ohm es troba que:

$$I_{fase} = \frac{728,46}{3 \cdot 230} = 1,10 \text{ A} \quad (\text{Eq. 6.20})$$

Si es permet un 15% de l'arissada del corrent, s'obté un 0,165 A d'arissada, que es pot substituir a l'equació 6.18 obtenint el resultat de l'equació 6.21

$$L \geq \frac{400}{2 \cdot 0,165 \cdot 10000} = 0,12 \text{ H} \quad (\text{Eq. 6.212})$$

Per a dimensionar el que seria el condensador del filtre de sortida, partim d'una freqüència de tall superior a 10 vegades la freqüència de la xarxa.

$$f_{tall} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}} \geq 500 \text{ Hz} \quad (\text{Eq. 6.22})$$

$$C_{min} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_c^2 \cdot L} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 500^2 \cdot 0,12} = 0,84 \mu F \quad (\text{Eq. 6.23})$$

7. Simulacions del sistema

Amb el capítols anteriors exposats, aquest capítol es centra en la validació mitjançant simulacions del projecte. Aquestes simulacions es realitzaran mitjançant el software PSIM, amb el qual es possible introduir la planta electrònica del projecte i el seu control i veure la seva resposta.

Es realitzaran les simulacions sobre el muntatge de l'apartat 6.1 tal i com ja s'ha explicat.

7.1. Simulació del panell solar

En PSIM existeix un model implementat que afegint els paràmetres del panell solar aquest actua simulant els comportament de un panell solar. En la figura 54 es mostra el model de PSIM per a una irradiància i una temperatura concreta.

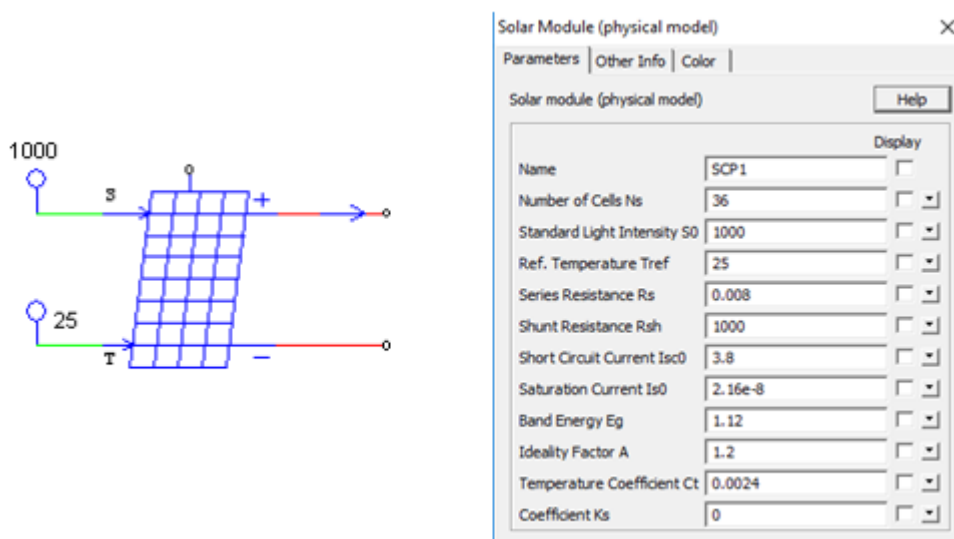


Figura 54. Model del panell solar MSX-60 a PSIM amb la taula de paràmetres.

En la figura 54 s'il·lustra en model de la cèl·lula fotovoltaica MSX-60 en PSIM amb els seus paràmetres característics. El software de PSIM té una utilitat dintre del menú "Utilities" en el que afegint distints paràmetres del panell solar, et calcula la forma d'ona que tindrà el panell.

S'inserta en aquesta utilitat els paràmetres de un panell solar MSX-60 , i es presenta la resposta de la figura 55 .

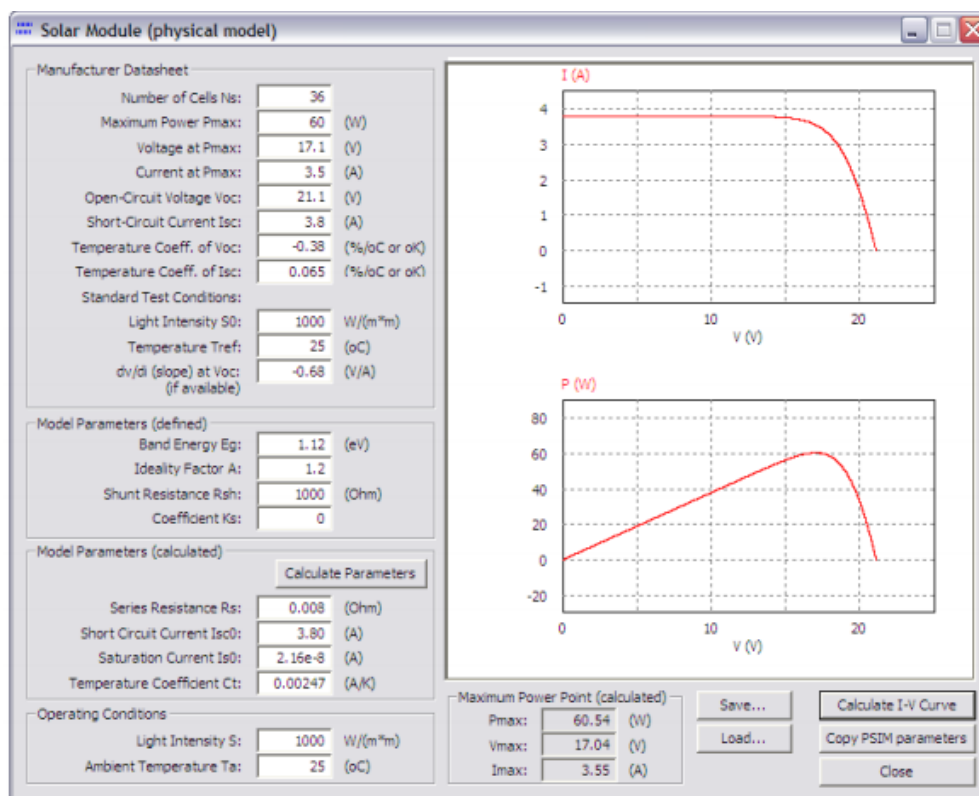


Figura 55. Corba V-P per a un MSX-60 a PSIM amb la taula de paràmetres.

Per tal de fer l'associació de panells necessària per tenir la tensió esmentada al apartat anterior, s'ha seguit el exemple de PSIM de "solar modules in series (MSX-60).

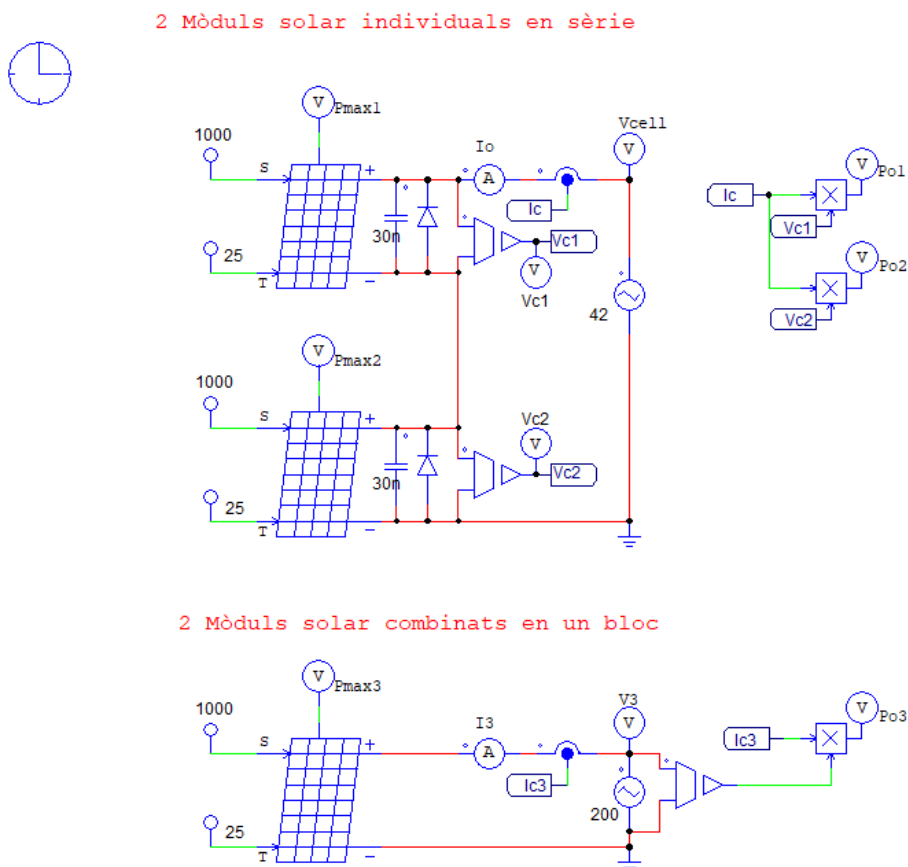


Figura 56. Esquema simulació en PSIM per l'associació de dos mòduls solars.

En la part superior del esquema superior de la figura 56 es pot veure l'associació de dos panells en sèrie. La tensió V_{cell} fa un escombrat de tensió que anirà fins al 42 V. Es mostra les simulacions corresponents a la potència de un panell solar a $Po1$ o a $Po1$ i a la potència de la associació dels dos mostrada a la multiplicació de $V_{cell} \cdot I_o$

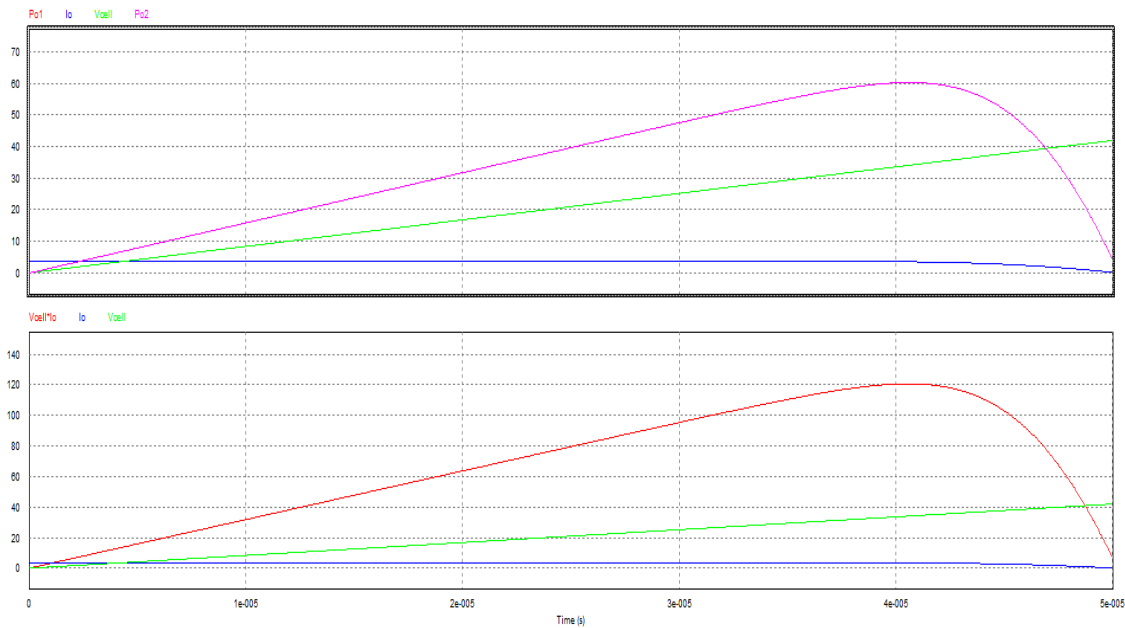


Figura 57. Esquema simulació en PSIM per l'associació de dos mòduls solars.

Tal i com es pot veure a la imatge la potència corresponent a la agrupació en sèrie dels dos panells es el doble a la potencia de un panell.

A més , es pot observar també que la tensió en l'associació en sèrie dels dos panells comença a amorrar el corrent a una major tensió, concretament al doble de la tensió de un panell, que es el mateix que dir que la tensió V_{MPP} es el doble en l'associació en sèrie.

En el panell solar de la simulació de la figura 57 es pot veure com es pot agrupar en sèrie en un mateix bloc. L'únic necessari es canviar a la figura 58 el número de cel·les que correspon a la multiplicació per el número de panells n.

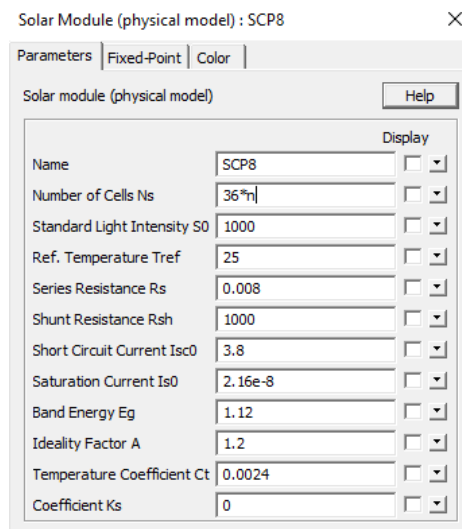


Figura 58. Mòdul panel solar en PSIM

Si s'aplica el número de panells necessaris calculat al punt anterior per a tenir una tensió de MPP es que es 12 per a tenir una tensió de MPP aproximada de 200 V, es té la gràfica de la figura 59.

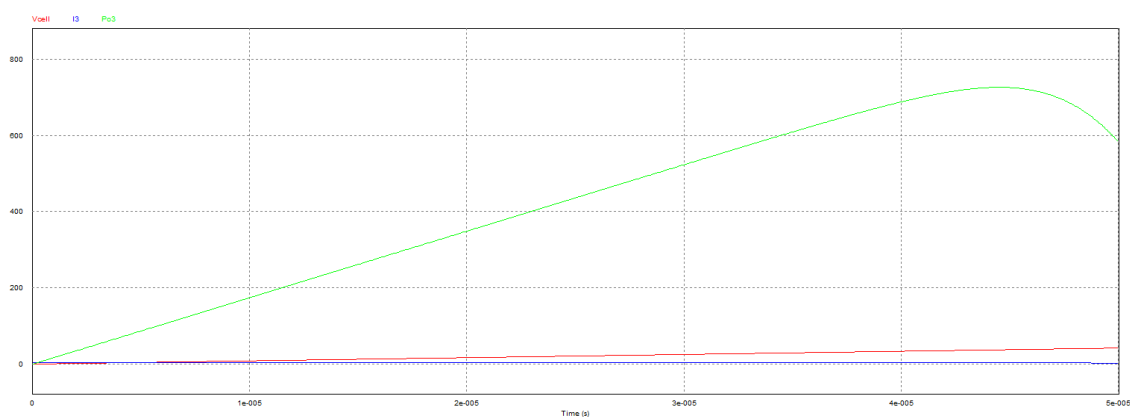


Figura 59 . Esquema simulació en PSIM per l'associació de dos mòduls solars.

7.2. Simulacions de bloc DC/DC

El convertidor elevador es un sistema que es una mica complex per a ser controlat. Això es degut a que la resposta del sistema no es lineal, si no que la seva resposta es exponencial tal i com ja s'ha vist a capítols anteriors.

7.2.1. Simulació en llaç obert

La funció correcte es el primer a comprovar en les simulacions. Tal i com em comentat el nostre sistema estarà funcionant al voltant del MPP que tindrà el cicle de treball de 0,5.

Si el panell solar actua com a font de tensió i aquesta entrega una tensió de 205,2 V corresponent al MPP, a la tensió del bus de continua s'hauria d'obtenir una tensió de 410,4 V. El esquema de la simulació es el mostrat a la figura 60.

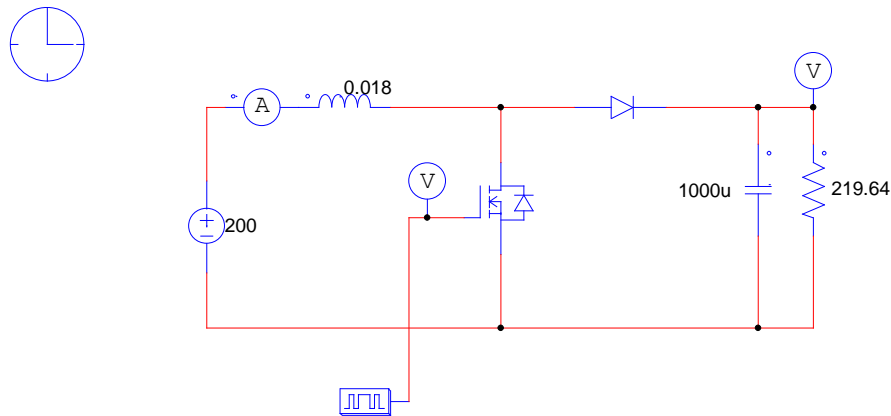


Figura 60. Esquema simulació en PSIM per l'associació de dos mòduls solars.

En aquesta simulació la font de tensió simularà al panell solar treballant en règim MPP al que el IGBT commutarà amb un cicle de treball de 0,5. La forma de la tensió de sortida per aquest cicle de treball ve donat per la simulació 61 .

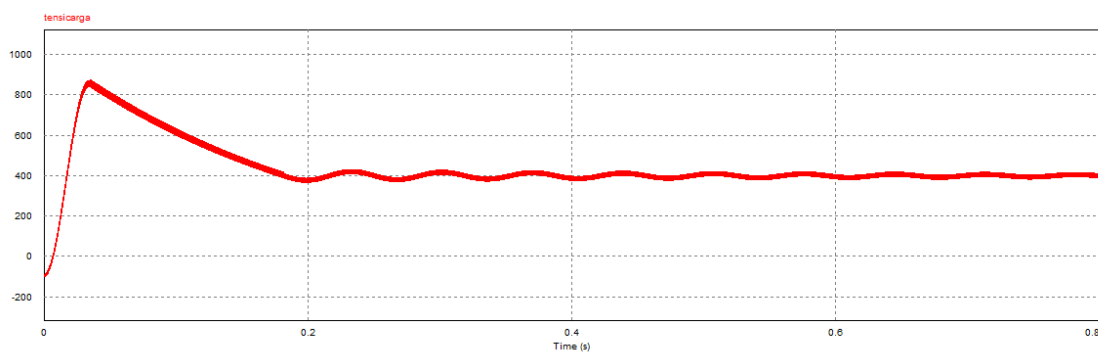


Figura 61. Sortida bus de continua per una tensió de 200 V d'entrada.

Tal i com es pot observar, la sortida presenta una tensió al bus de continua de 400 V. Presenta també un valor bastant alt al transitori d'arranc, que arriba a tenir una tensió de 850 V. Convindria afegir un circuit de precàrrega al circuit per tal d'evitar això.

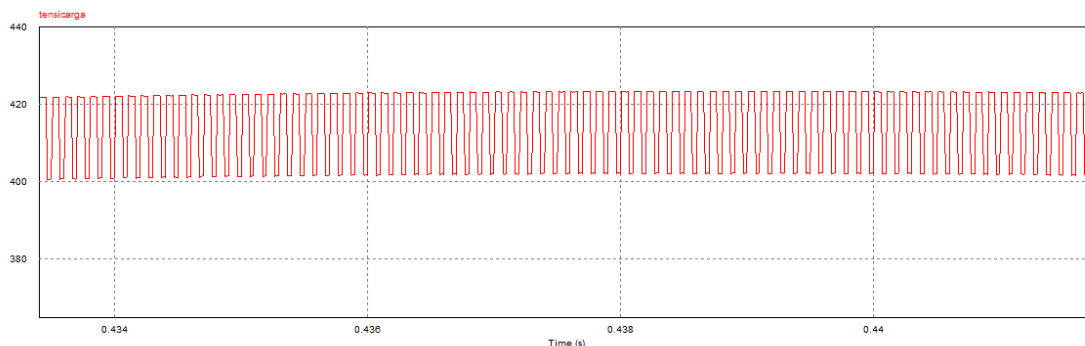


Figura 62. Detall de l'arissada de la tensió a la càrrega en el elevador.

Es pot observar que l'arissada de la tensió que es veu al bus de continua es de 19 V. Aquest valor disminuiria si s'augmentés el condensador del bus de continua, encara que faria el sistema més lent.

Pel que fa al corrent que passa per la bobina es pot veure que després del transitori d'entrada es manté estable a 3,55 A tal i com es pot veure a la figura 63.

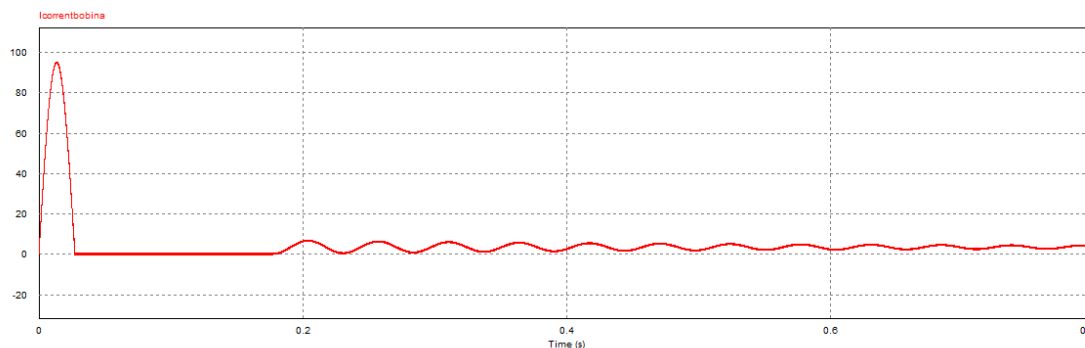


Figura 63. Corrent a la bobina.

El corrent al principi carrega el condensador, durant el temps en que el condensador s'estabilitza la bobina actua com a curtcircuit. El detall de l'arissada del corrent es pot veure a la figura 64

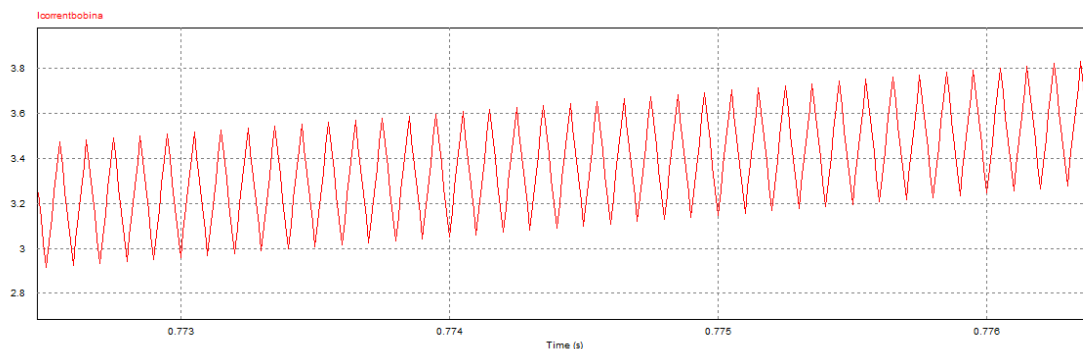


Figura 64. Arrissada del corrent.

L'arissada del corrent es 0,53 A, valor que quadra perfectament amb el calculat amb anterioritat.

Si s'augmenta el cicle de treball del convertidor, aquest hauria de donar una tensió al bus de continua major a 400 V. Es realitza una simulació amb un cicle de treball de 0,6 i s'observa que la tensió ha augmentat la figura 65.

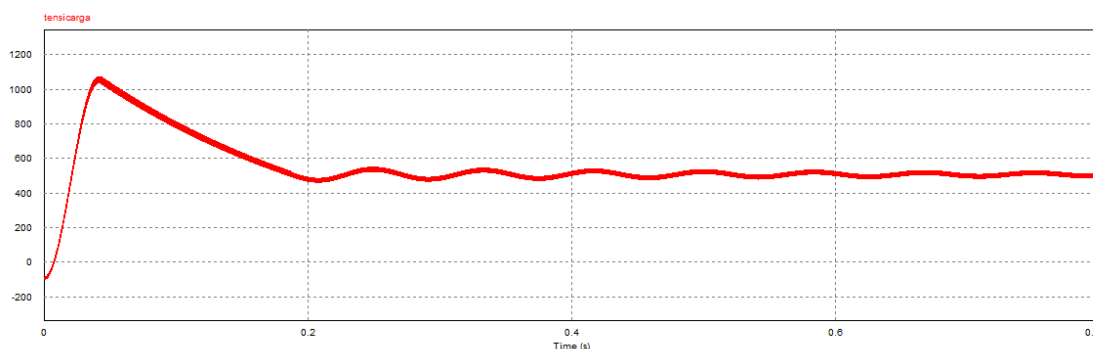


Figura 65. Tensió del bus de continua.

S'observa per tant que la tensió a la càrrega ha augmentat en 500 V per a un cicle de treball de 0,6 fet que significa el correcte funcionament del elevador.

7.2.2. Simulació del MPPT

Sobre el elevador anterior, s'imposa ara l'estratègia de control de MPPT. Aquesta s'integra mitjançant un codi en C , que es canviarà per comprovar els diferents algoritmes. L'esquema a implementar a PSIM consta es el mostrat a continuació.

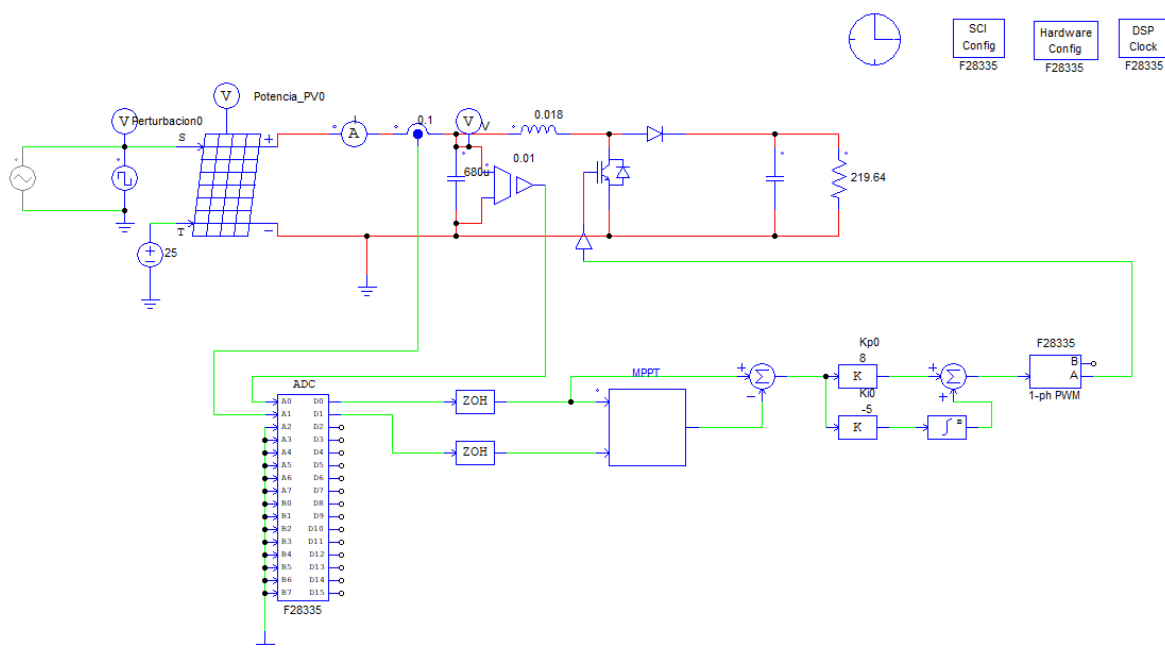


Figura 66. Esquema simulació MPPT

Primer s'executarà el algoritme de pertorbació i observació al que el seu corresponent codi es el mostrat a la figura 67.

```

1 static float U_pv_1=14,P_1=0,U_ref=14,V_step=0.1; // es defineix les variables que s'utilitzaran per emmagatzemar dades
2 float U_pv, I_pv,Pmed; // es defineixen les variables que mesuraran les dades
3 U_pv=x1;
4 I_pv=x2;
5 Pmed=U_pv*I_pv; // es defineix la potència
6 if (Pmed-P_1==0) { // es comproba si estem al MPP
7 } else {
8 if (Pmed-P_1>0) { //comparem si la potència mesurada es major que el instant anterior
9 if (U_pv-U_pv_1>0) { //es repeteix el procediment amb la tensió
10 U_ref=U_ref+V_step; //en el cas de que la tensió mesurada sigui major s'ha de continuar augmentant la tensió per veure si augmenta la potència
11 U_pv_1=U_pv; //Emmagatzemem el valor mig de la tensió
12 } else {
13 U_ref=U_ref-V_step; //es desminueix la tensió.
14 U_pv_1=U_pv; //emmagatzemem el valor mig de la tensió
15 }
16 } else { if (U_pv-U_pv_1>0) { //cambiant la dinàmica, ara com la potència es menor, es compara la tensió i si la potencia es major es baixa la tensió i al revés
17 U_ref=U_ref-V_step;
18 U_pv_1=U_pv;
19 } else {
20 U_ref=U_ref+V_step;
21 }
22 }
23 }
24 P_1 = Pmed;
25 }
26 y1=U_ref;
    
```

Figura 67. Codi pertorbació i observació

Un cop s'implementa aquest algoritme al codi en C, es comprova el seu correcte funcionament.

Per fer comprovar-ho, la potència de panell tindrà una potència que anirà variant en funció de unes pertorbacions. Si el algoritme es correcte, la corrent i la tensió a la entrada del panell (donat per el producte del corrent a la bobina i la tensió al panell, haurà de seguir la potencia del panell.

El resultat d'aquesta prova es el mostrat a la figura 68

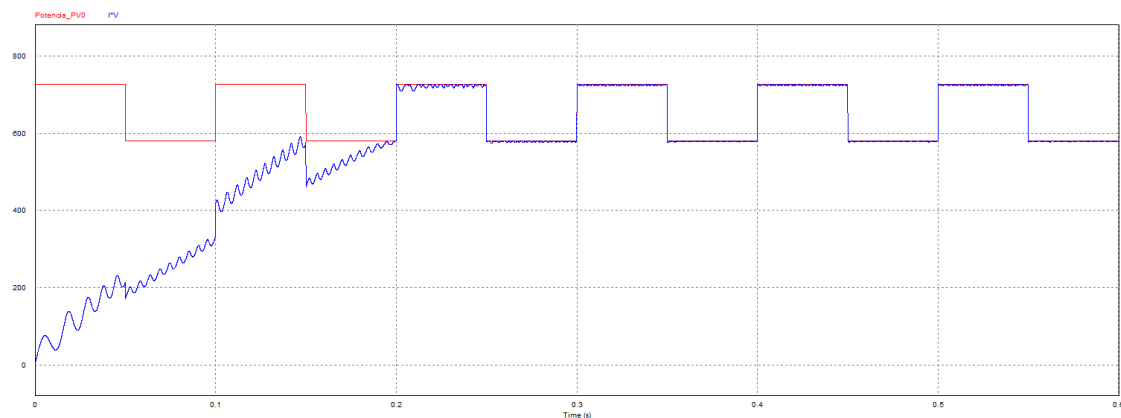


Figura 68. Potencia generada VS obtinguda per l'algoritme de pertorbació i observació

Tal i com es pot veure, l'algoritme presenta un comportament correcte pel fet de que segueix el MPP del panell. El algoritme no comença a estabilitzar-se fins que s'estabilitza la tensió en el condensador. Un cop produït aquest punt, té unes oscil·lacions que es van corregint mitjançant el controlador PI fins que queden més o menys estabilitzades.

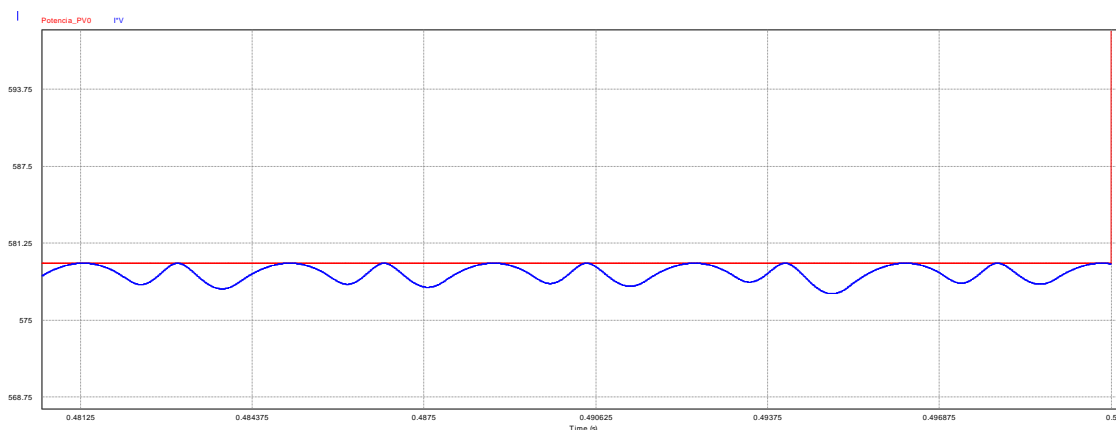


Figura 69. Arrissada de la potència

En la imatge de dalt es pot veure que l'arissada de la potència es de 2 W. Això vol dir que el sistema s'ajusta bastant bé i té unes pèrdues assumibles.

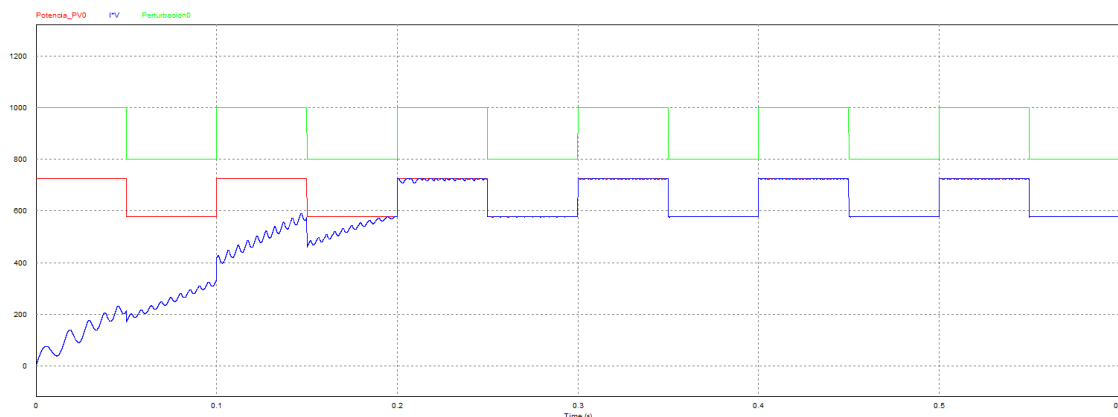


Figura 70. Característica Pertorbació i observació

En la figura 70 es pot veure com amb més irradiància, es genera més potència al panell la qual vol seguir el nostre algoritme. La pertorbacions es mantenen a un bon nivell en els últims períodes.

Es comprova ara com es comporta el algoritme amb una pertorbació menys brusca, simulant el pas de un núvol i més adient als assaigs que es realitzen als panells basats a la norma EN50530.

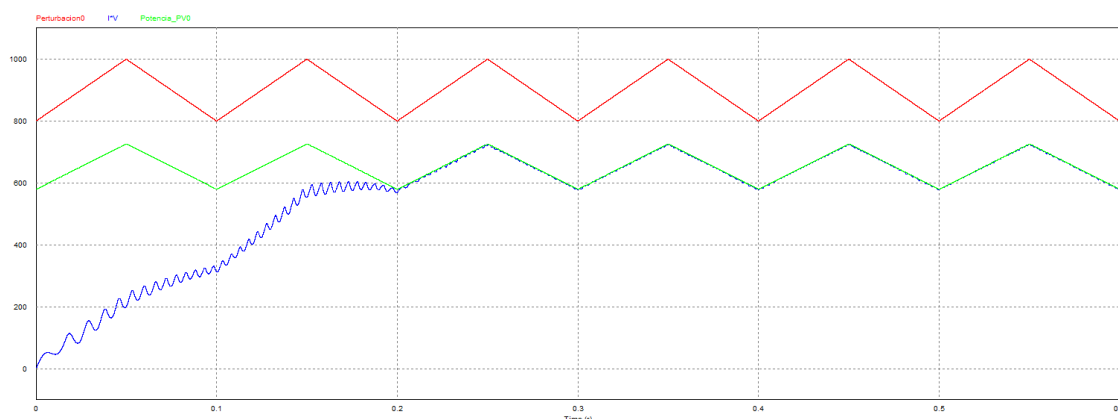


Figura 71. Característica pertorbació i observació per a entrada en rampa

Tal i com es veu, el algoritme es comporta molt be respecte a aquest tipus de pertorbació.

Comprovem ara el funcionament de l'algoritme de conductància incremental que ve donat pel codi inclòs a continuació.

```

1 static float U_pv_1=15, I_pv_1=3, P_1=0, U_ref=20; // es defineixen les variables utilitzades per emmagatzemar dades
2 float U_pv, I_pv, Incre_I, Incre_U; // es defineixen les variables que es mesuren al panell
3 U_pv=x1;
4 I_pv=x2;
5 Incre_I=I_pv-I_pv_1; //definició de la diferencia de corrents
6 Incre_U=U_pv-U_pv_1; //definició de la resta de tensions
7
8
9 if (Incre_U==0){ //es mira si es treballa al MPP
10 if(Incre_I==0){
11 } else {
12
13 if (Incre_I>0){ // si no estem al mpp mirem si ha augmentat el corrent, si ha augmentat augmentem la tensió
14 U_ref++;
15 U_pv_1=U_pv;
16 I_pv_1=I_pv;
17 // si l'increment es negatiu es redueix:
18 } else {
19 U_ref--;
20 U_pv_1=U_pv;
21 I_pv_1=I_pv;
22 }
23
24 } else {
25 if (Incre_I/Incre_U==I_pv/U_pv){
26 } else {
27
28 if (Incre_I/Incre_U>I_pv/U_pv){
29 U_ref++;
30 U_pv_1=U_pv;
31 I_pv_1=I_pv;
32 // si es menor, es redueix la tensió de referencia.
33 } else {
34 U_ref--;
35 U_pv_1=U_pv;
36 I_pv_1=I_pv;
37 }
38 }
39 }
40 // actualitzem els valors a la memòria:
41 U_pv_1=U_pv;
42 I_pv_1=I_pv;
43 y1=U_ref;
44
45

```

Figura 72. Codi conductància incremental

Tal i com s'ha fet amb l'altre algoritme, es posarà una irradiància que incrementarà i es reduirà per canviar la potència que genera el panell i veure com s'adapta el nostre algoritme.

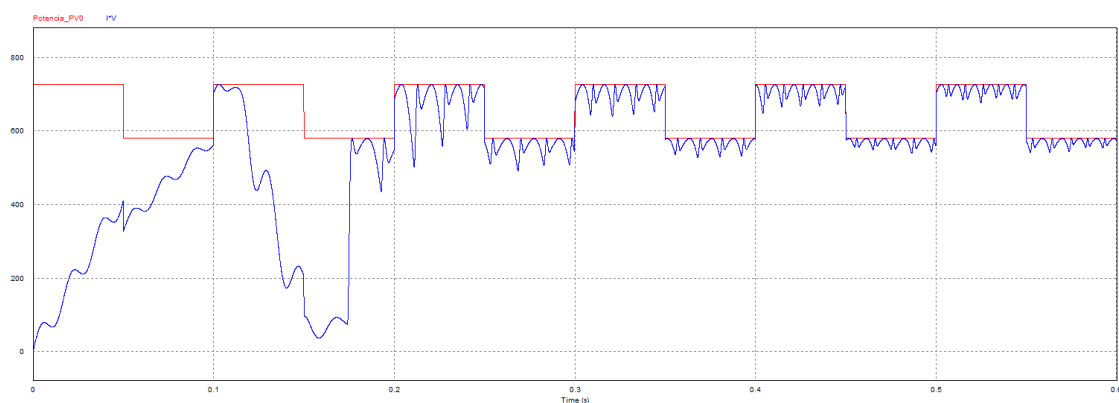


Figura 73. Característica conductància incremental.

A la figura es pot veure que es creen unes oscil·lacions més grans que al anterior algoritme als instants inicials, i encara que les pertorbacions al final disminueixen, aquestes continuen sent més grans que al algoritme anterior.

Es prova ara el afegir una pertorbació menys brusca, corresponent al que seria empíricament un núvol entre el panell i el sol.

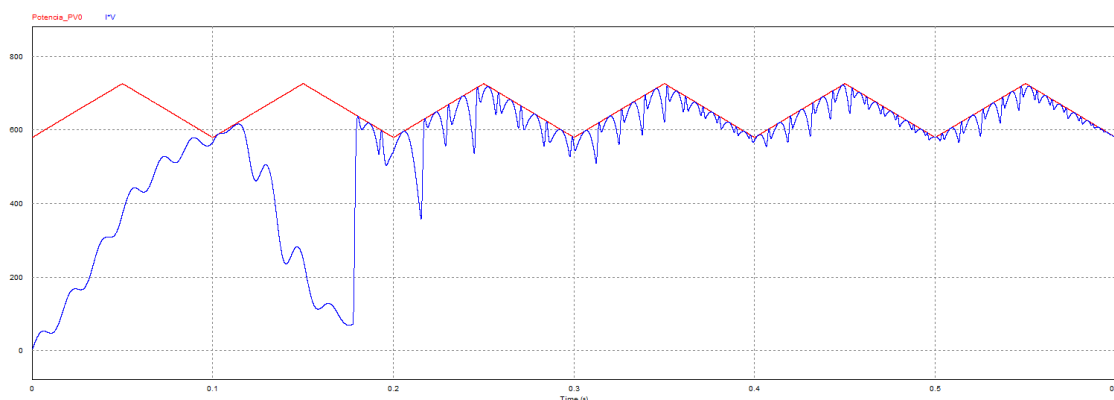


Figura 74. Característica conductància incremental

Les oscil·lacions continuen sent més grans, en algun punt amb el sistema estabilitzat presenta oscil·lacions de l'ordre de 40 W. El paràmetres del controlador PI són $K_p = 5$ i $K_i = -8$ trobats amb prova i error.

Aquestes oscil·lacions venen donades per què el condensador del bus de continua es massa gran per la nostra aplicació i triga molt temps en descarregar-se, fet que augmenta les oscil·lacions.

Es comprova ara la resposta reduint el condensador del bus de continua a un valor de $1 \mu F$ en comptes de $1000 \mu F$.

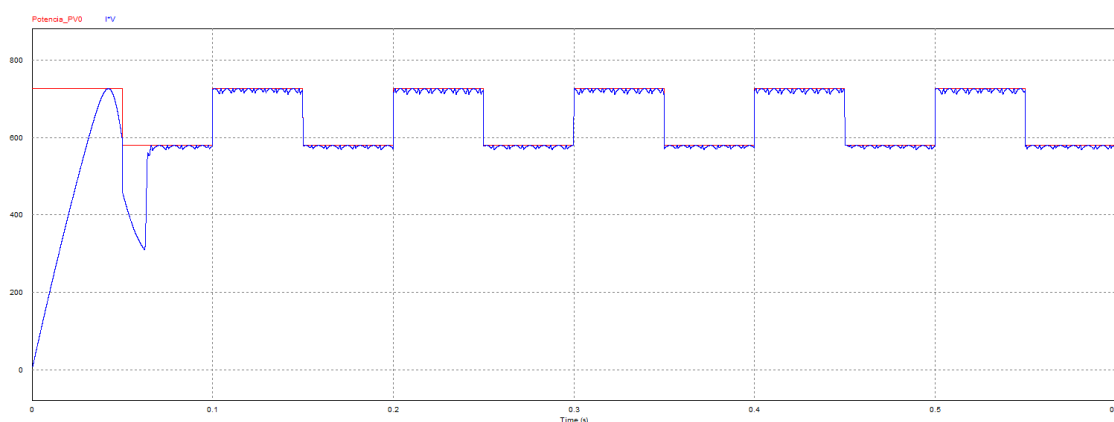


Figura 75 Característica de conductància incremental per altre condensador de 1 μF

Tal i com es pot veure, les oscil·lacions es redueixen molt en el sistema i la resposta millora considerablement. Això es per que el algoritme de conductància incremental es més sensible als pendents del corrent, i aquests amb un condensador de més capacitat augmenten.

Si es fa la comparativa entre els dos sistemes, els dos compleixen la funció de imposar al panell el treballar al MPP. Tot i això, per al nostre sistema ha sigut més estable el algoritme de pertorbació i observació produint unes oscil·lacions més petites.

7.3. Simulacions del bloc DC/AC

En aquest capítol es veuran les simulacions corresponents al control PQ del bloc inversor. Aquest bloc PQ consta de les bobines i el condensador de filtrat calculades al apartat anterior a més de unes càrregues que imposaran al algoritme el corrent calculat. Convé dir que en aquest control li faltaria un PLL per tal d'establir la connexió a la línia i un control del bus de continua com el explicat al capítol de control.

El esquema del control del inversor implementat es el mostrat a la figura 76.

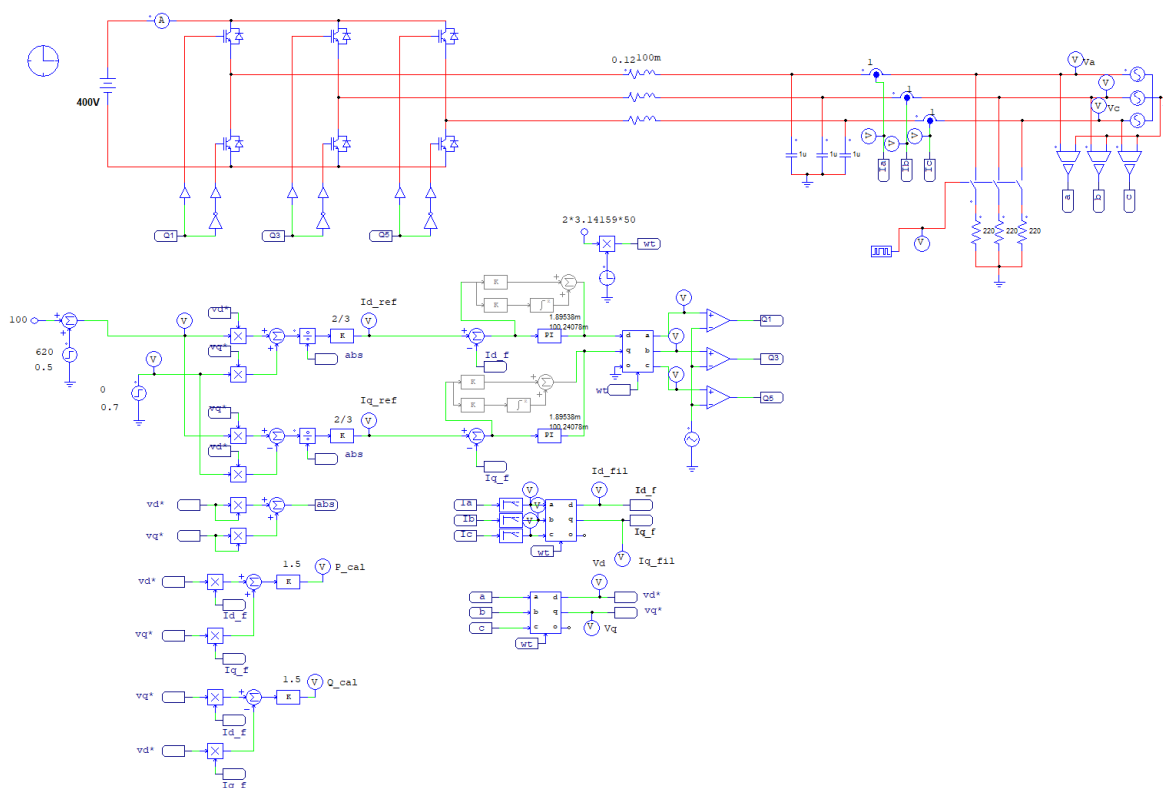


Figura 76. Esquema del control PQ per a un inversor trifàsic.

Per veure el correcte funcionament del control PQ, el inversor s'haurà adaptar a la consigna potència activa i reactiva establerta.

Es fixa per tant diferents consignes de potència activa i reactiva per veure si el sistema es capaç de seguir-les.

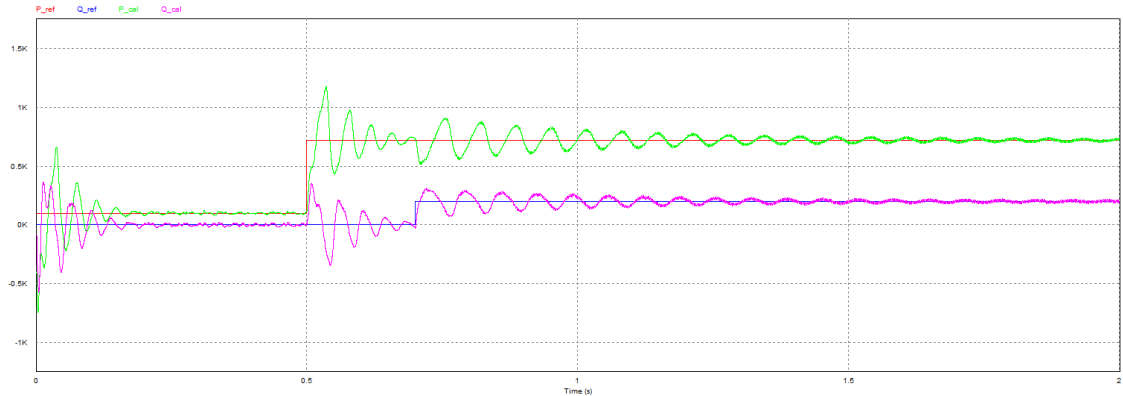


Figura 77. Resposta del control PQ per a un inversor trifàsic.

Tal i com es pot veure, el sistema respon bé a la consigna de potència imposada. El sistema triga 0,25 s en arribar la consigna de potència de 100 W. Al canviar la consigna, hi ha una breu pertorbació durant un temps breu i torna a estabilitzar a la nova consigna de 720 W. Quan intervé la consigna de la potència reactiva hi ha una breu oscil·lació en un breu instant de les dues potències, però aquestes sintonitzen al valor adient en un segon per mantenir-se constants en el temps.

Pel que fa al comportament de les corrents de fase, aquest es pot veure a la figura 78.

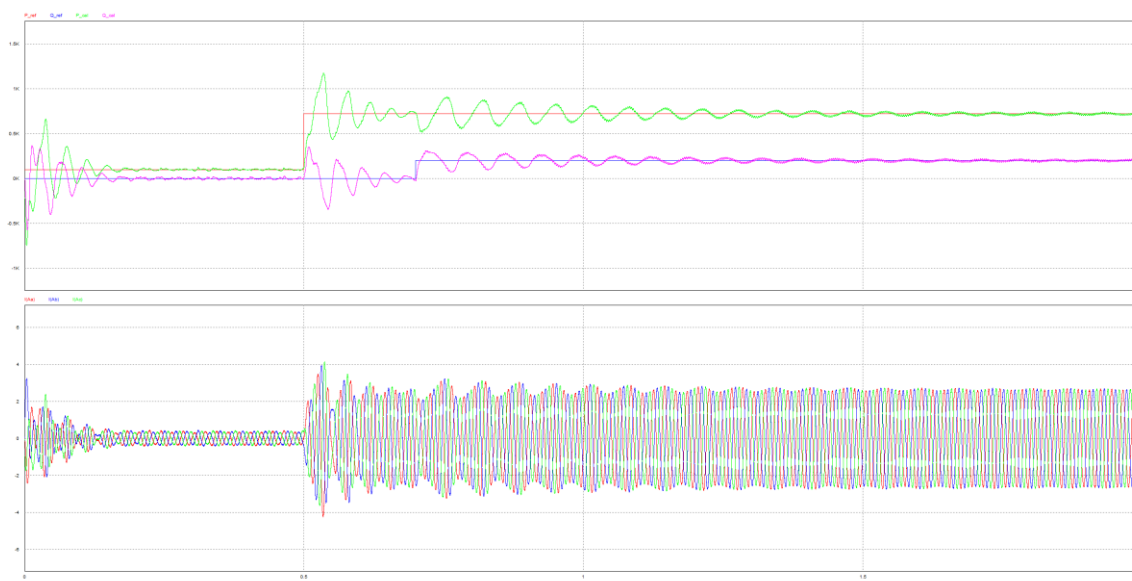


Figura 78 Resposta del control PQ per a un inversor trifàsic.

Al augmentar la consigna de potència, i simular que hi ha més potència al inversor trifàsic, s'augmenta la quantitat de corrent injectada. Es pot veure que al augmentar progressivament la potència, l'amplitud de l'ona augmenta. El mateix passa quan s'augmenta la referència de la potència reactiva, les corrents augmenten per tal de mantenir el bus de continua a la tensió de 400 V.

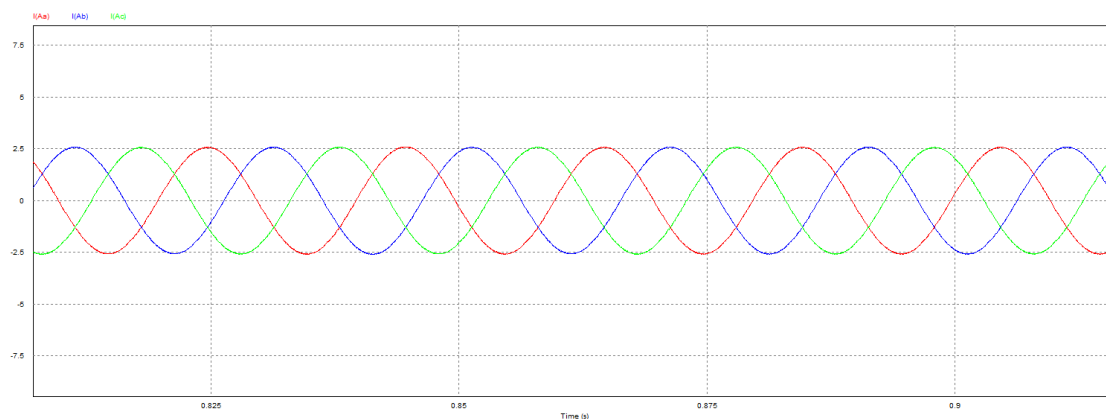


Figura 79. Corrents de fase del control PQ per a un inversor trifàsic.

En aquesta simulació es poden veure el detall dels corrents de fase per a una consigna de potència de 720 W. Tal i com es pot veure, les corrents de fase estan desfasades 120° entre sí i mostren ones sinusoïdals perfectes.

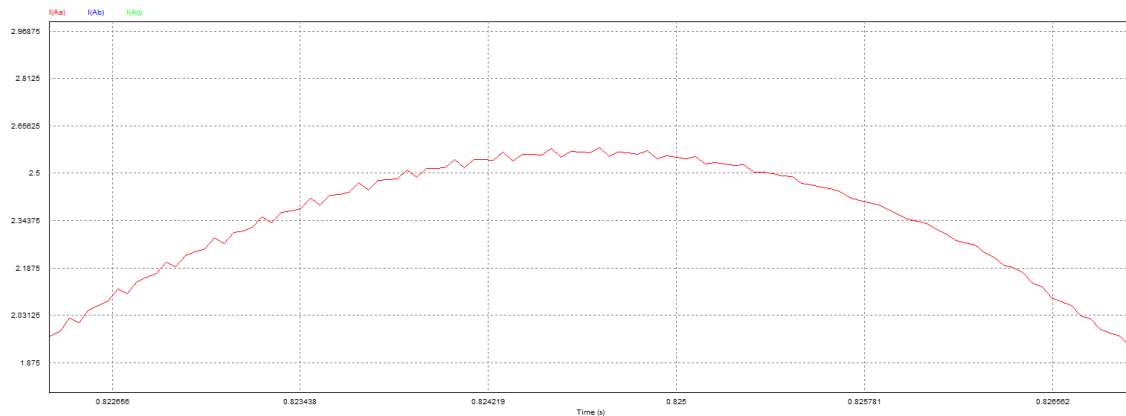


Figura 80. Arrissada del corrent del control PQ per a un inversor trifàsic.

A la figura 80 es pot veure el detall de l'arrissada del corrent que es de un valor aproximat de 0,05 A que mostrarà un comportament bastant bo del sistema.

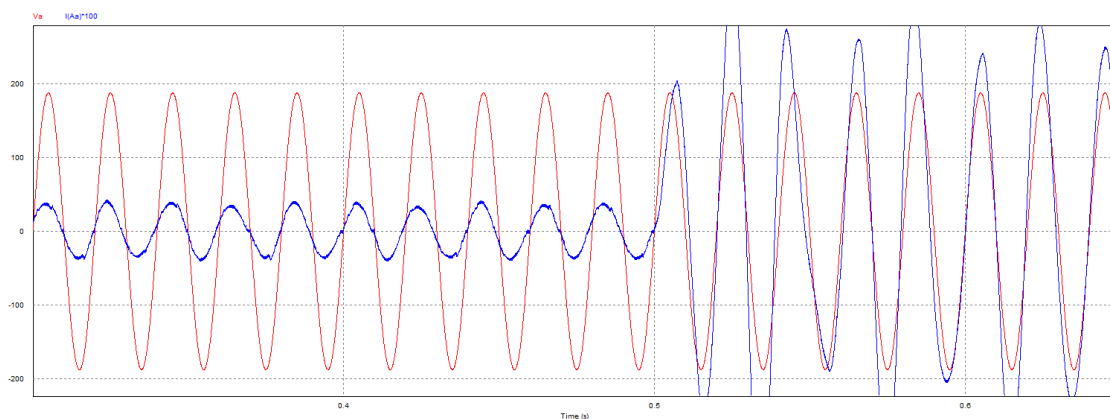


Figura 81. Distorsionament de xarxa

Com que no s'ha implementat el PLL, les tensions de fase i el corrent de fase estan desfasades entre sí. Es per això que no seria possible la injecció a la xarxa sense afegir aquest control.

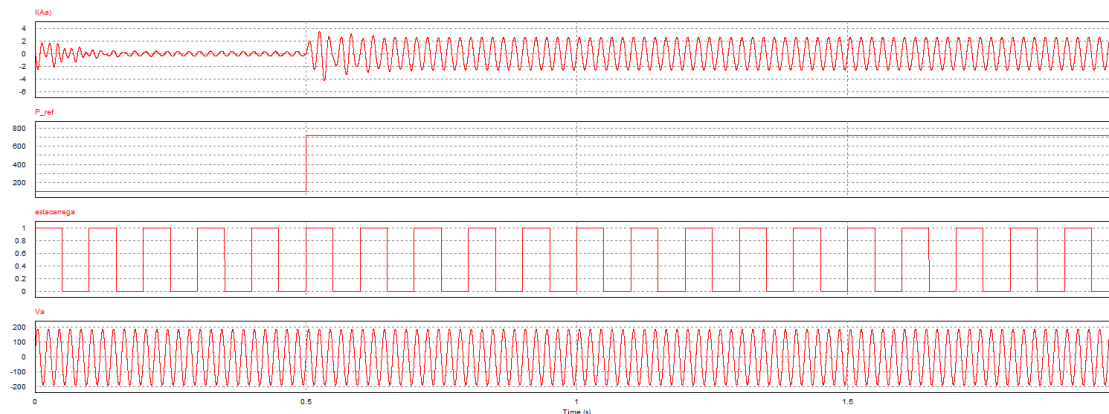


Figura 82. Resposta del convertidor DC/AC

Per comprovar el correcte funcionament del sistema

El circuit de la figura 76 es va voler modificar per la autogeneració de codi. Encara que es va poder generar un codi, per implementar a la DSP, les potències generades amb les potències de referència no quadraven del tot, per lo que es va haver de afegir un senyal de offset. Es va tenir per tant l'esquema 83.

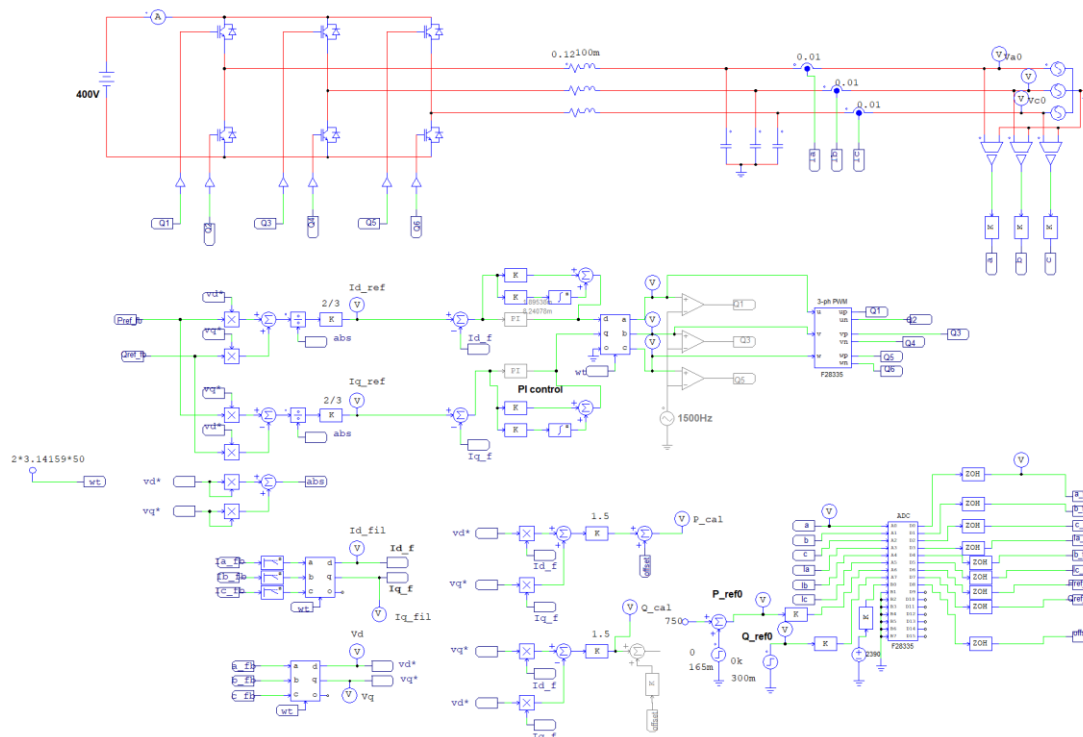


Figura 83. Esquema bloc de control DC/AC

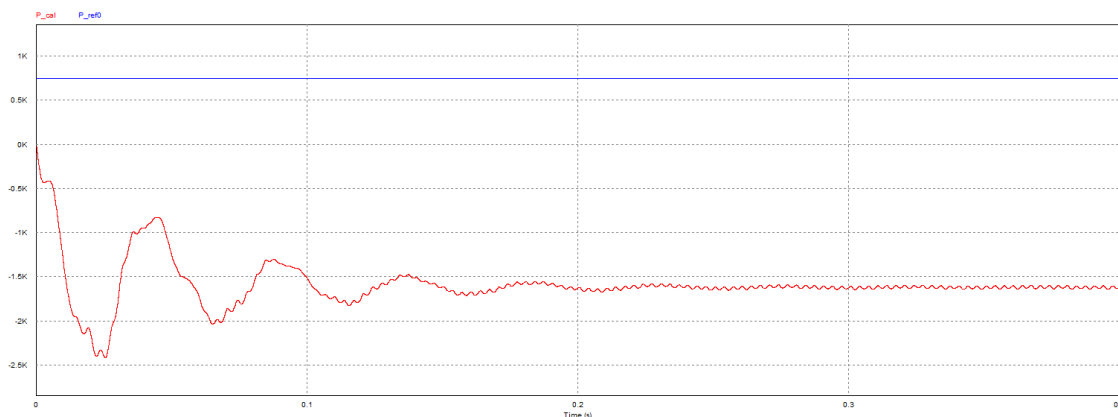


Figura 84. Resposta de control DC/AC

En la figura 84 es pot veure la resposta del sistema a una càrrega de 750 V. Com es pot observar, la potència roman estable, però amb una diferència de 2390 W. Per això s'implementa una senyal de offset d'aquest valor que corregeix la senyal de la potència.

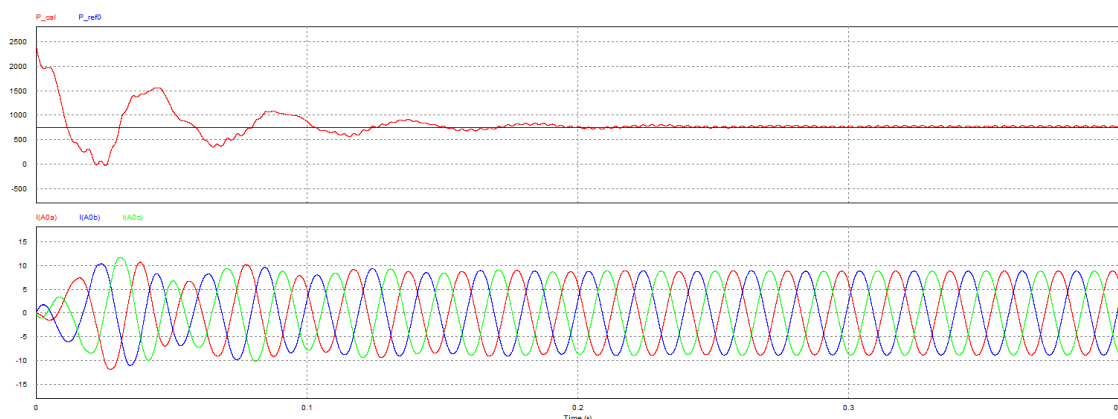


Figura 85. Resposta del control bloc de control DC/AC

Es pot veure a la figura la resposta del sistema a la addició del senyal de offset. Tal i com es pot veure, el sistema entrega unes corrents sinusoidals perfectes desfasades 120° per a la consigna del MPP del panell.

8. Implementació del disseny

En aquest capítol es pretén explicar les parts que s'han tingut en compte en la implementació del disseny. Per una banda es tractarà el sistema d'adquisició de dades de la planta i les proteccions utilitzades i per un altre la implementació del sistema per al mòdul de Guash.

8.1. Adquisició de senyals

Per a realitzar el control, es necessari que les variables a controlar de la planta puguin ser llegides en bones condicions per a que el DSC les tracti. Aquestes senyals provenen de diferents parts de la planta, a on es pot sensar corrent o tensió, per tant pot ser que alguna pugui tenir pertorbacions a tractar que no afectin a d'altres. Amb la realització de la PCB, es millora molt la qualitat de les senyals que s'estan enviant al sistema, però aquestes encara s'han de tractar, ja sigui per adaptar-les al rang d'entrada de la DSC o per eliminar pertorbacions.

8.1.1. Sensor incorporats al mòdul Guash

Tal i com s'ha comentat, es realitzarà la configuració de muntatge descrita al apartat de planta. El mòdul de Guasch incorpora ja sensors de tensió per al bus de continua i de corrent per a cada fase. La resposta d'aquests sensors ve donada per la figura 86.

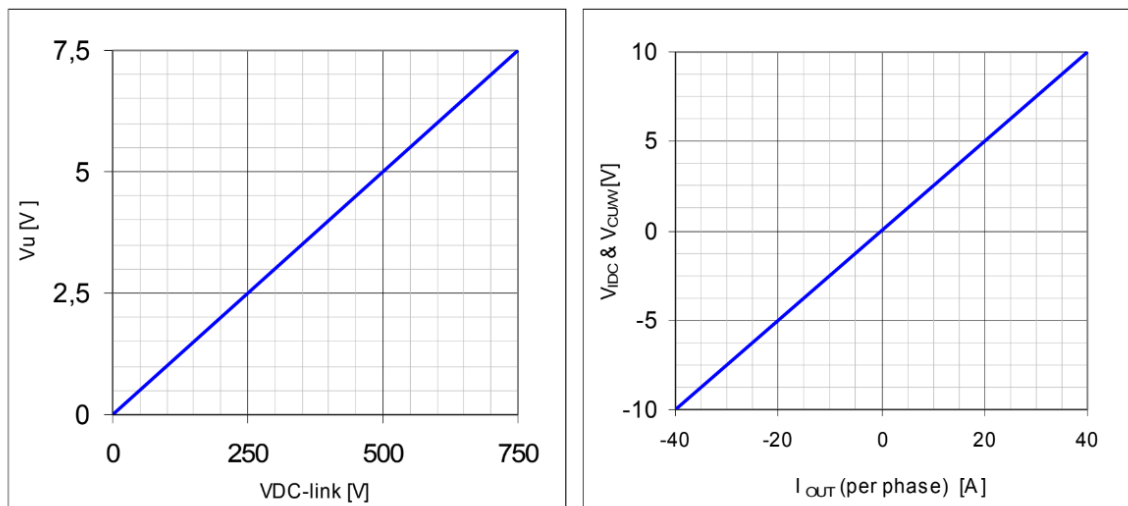


Figura 86. Sensors de bus de continua i de corrent per a cada fase [Annexos C5]

Tal i com es pot veure, convé adaptar els sensors a uns rangs de entre 0 i 3 V per tal de poder ser implementat al DSC, en el cas de la tensió, i de entre -1.5 V i +1.5V en el cas dels sensors de corrents.

Per a fer això es realitza el muntatge de la figura 87 que consisteix en un divisor de tensió amb un condensador en paral·lel a la tensió de sortida per tal de fer-la més estable.

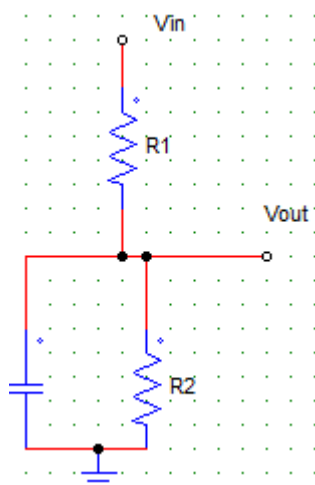


Figura 87. Divisor de tensió per adquisició de senyals.

El condensador en paral·lel es un condensador de valor 100 pF que es un valor típic en aquest tipus de aplicacions per eliminar perturbacions.

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{Eq. 8.1})$$

Seguint l'equació 8.1, es calcula els valors de R_1 i R_2 per a cada tipus de sensor. Així per al sensor del bus de continua, es sap que el valor de tensió màxim que tindrà la sortida del sensor es de 7.5 V quan rebí una tensió de 750 V. Tal i com s'ha configurat el nostre control, en el nostre cas com a màxim es tindrà 400 V al bus de continua. Per tal de donar-li un marge de seguretat es calcula el divisor de tensió com si el rang més alt de tensió fos 500 V, i el sensor està donant 5 V. Així, es té que quan $V_{in} = 5 \text{ V}$ la tensió V_{out} a insertar al DSC seran 3 V i es calcula el valor que tindran les resistències ficant la sèrie E 96 disponible al laboratori. Aquest valor de guany s'haurà de implementar a la DSP del PSIM per ajustar la autogeneració de codi.

Per al cas del sensors de corrent, s'ha de realitzar el mateix procediment, però sabent que la tensió com a màxim que suporta una mesura AC en el ADC del DSP es -1,5 V i 1,5 V. Per tant, quan el corrent màxim que suporti una branca sigui 3,55 A, que es el màxim del nostre sistema, es tindrà una tensió de 2 V. Es realitza el mateix procediment que l'apartat anterior i s'ajusta el codi de la DSC a aquest guany.

8.1.2. Sensors del elevador de tensió

Apart de els sensors que venen predefinitos al inversor Guash, fa falta sensar el corrent i la tensió del elevador de tensió. Com a sensor de corrent s'escull el sensor de efecte "Hall" (CAS-15 NP). Aquest sensor pot mesurar ± 15 A, pot ser alimentat amb 5V i té una sortida de 0 a 5 V. El problema que presenta aquest sensor en el nostre esquemàtic es que té un offset de 2.5 V a 0 A, que s'ha de eliminar per a que el nostre DSC pugui efectuar el control correctament ja que el nostre elevador només tindrà corrent positiva. Per això s'integra un amplificador operacional en configuració com a restador tal i com es veu a la figura 88.

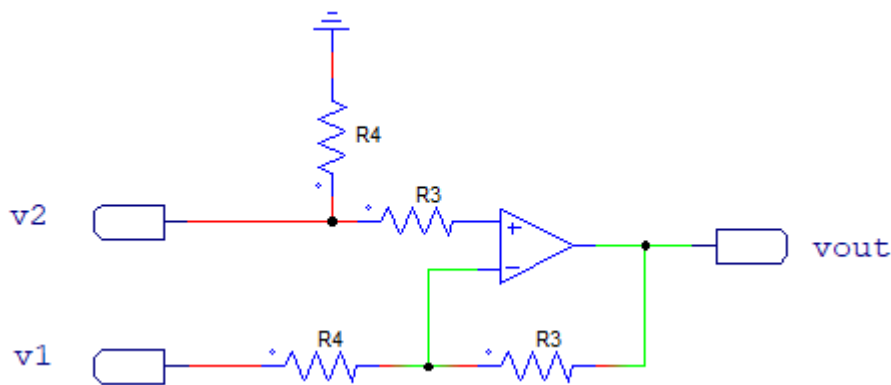


Figura 88. Amplificador operacional en configuració de restador.

La senyal de sortida del A.O ve donat per l'equació 8.2 .El A.O es un "Rail to Rail" per lo que s'alimentarà a la mateixa tensió a la que s'alimenta el sensor de corrent CAS 15 , que es 5 V, per això es tindrà una tensió de com a màxim 5 V a la sortida del A.O la qual s'ha d' atenuar aquesta senyal a un valor de com a màxim 3 V per a l'entrada de la DSC.

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \cdot \frac{R_3}{R_4} \quad (\text{Eq. 8.2})$$

La atenuació s'aconsegueix mitjançant la relació de resistències de R_3 i R_1 . La tensió de referència V_1 ha de tenir un valor de tensió estable que ha de ser de 2,5 V per tal de poder eliminar el offset. Per aconseguir això s'aplica un divisor de tensió com el comentat a la figura 87 amb un potenciòmetre en sèrie amb que ajustar millor la sortida a un valor de 0 V per a 0 A.

També es necessari realitzar un sensat de la tensió a la entrada del sistema. Per a aconseguir això s'aplica el esquema del divisor de tensió directament després del condensador del panell , abans de la bobina. Aquesta tensió serà com a màxim la tensió de circuit obert del panell solar definida amb anterioritat. Es deixa un marge de seguretat i es calcula els valor del divisor de tensió per a una entrada de 252 V.

Els valor de cada resistència de cada sensor, el seu guany i les seves tensions de entrada venen recollides a la taula 8.1.

Taula 8.2. Taula dels els ajustos dels sensors

Sensor	Tensió d'entrada (V)	Corrent d'entrada (A)	Tensió de sortida	Guany	R1	R2	R3	R4
Divisor de tensió entrada panell	252	-	2,5	9,92 m	100k	1k	-	-
Sensor de corrent d'entrada	0	3,8	-	0,1666	20k	10K	88k	10k

8.2. Proteccions

A més del correcte sensat de tensió i corrent, fa falta de elements que ens assegurin que la DSC no es trencarà si hi ha una sobretensió. Algunes proteccions es poden implementar mitjançant software on es limiti la tensió i el corrent de la planta amb el codi de control, i algunes altres són elements electrònics com zèners i díodes. El nostre sistema no incorpora proteccions per software, però incorpora proteccions per sobretensió amb díodes a l'entrada del A.0 i a cada sensat de corrent o tensió.

Al divisor de tensió de la figura 87 s'ha introduït una lleugera modificació la qual es pot veure a la figura 89.

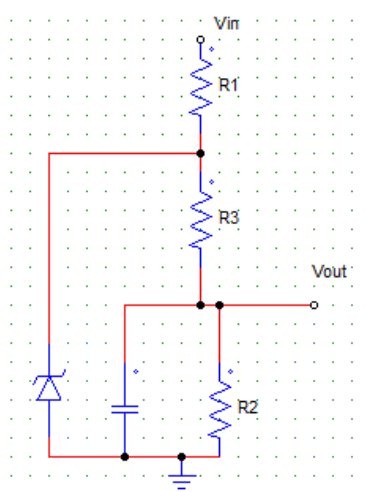


Figura 89. Amplificador operacional en configuració de restador.

Aquesta modificació consisteix en afegir una resistència R3 en sèrie a R1 i afegir un díode Zener en antiparal·lel. El díode Zener incorporat es el de la figura 89 que té una tensió de polarització en inversa de 3,3 V. La suma de resistències de R1 i R3 han de mantenir la relació calculada, només que ara la suma de R1 i R3 ha de ser R1. Amb aquesta modificació el que s'aconsegueix es que la tensió entre R3 i R2 es major de 3,3 V, el Zener imposarà la tensió i no es podrà superar aquesta tensió, protegint la DSC de tensions superior a 3,3 V.

Un altre protecció incorporada es la de la figura 90 . Aquesta protecció, sabent que la tensió de polarització en directa es 0,7 V té el objectiu de reduir les possibles tensions que li puguin entrar a la DSP a un rang d'entre [5,7 V, - 0,7 V].

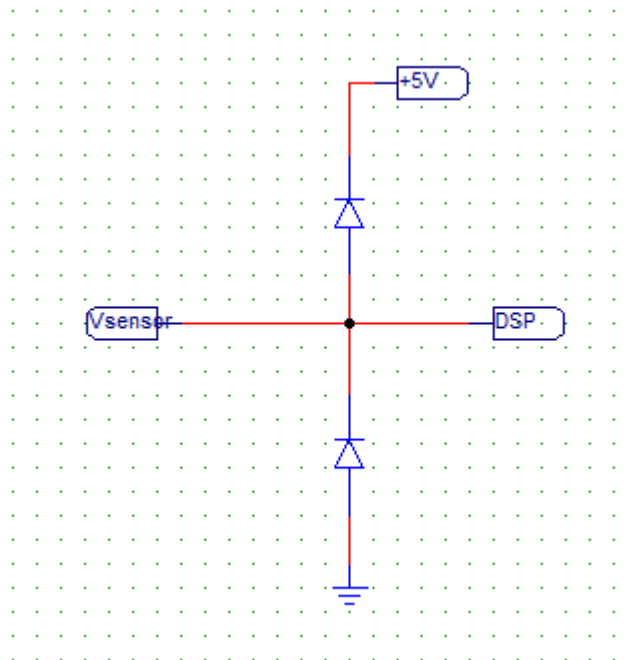


Figura 90. Amplificador operacional en configuració de restador.

Quan la tensió es més gran de 5,7 V el díode de damunt polaritza i envia el corrent a la font de tensió de 5 V en comptes de cap a la DSP. Si n'hi ha tensions negatives menors que 0,7 V, el que passa es que es polaritza el díode de sota i envia les sobretensions a terra.

Sota circumstàncies ideals, això pot protegir el microcontrolador. Encara que, si la tensió es manté durant suficient temps o es gran, això pot destruir els díodes que actuaran com a curtcircuit. Si els díodes actuen com a curtcircuit, el PIN d'entrada ara estat connectat directament a un carril d'alimentació, per lo que, quan es el següent voltatge gran apareix , aquest arribarà directament al DSC, causant problemes en tota la DSC o trencant-la irremeiablement.

8.3. Drivers del inversor Guash

El mòdul del inversor Guash incorpora dins els divers per l'activació dels interruptors. Al venir implementats dintre del mateix mòdul, es simplifica molt la tasca de implementació.

El mòdul dels drivers incorporats es el SCiCoreDrive72. Aquest mòdul incorpora 7 canals de drivers dissenyats per a controlar les 3 branques del inversor trifàsic i la branca addicional del elevador Boost. Aquest drivers proporcionen fins a 8A de corrent, que són suficients per a disparar els IGBT disponibles al inversor trifàsic. Les senyals d'activació del drivers son compatibles amb la tecnologia TTL i aquests necessiten una tensió de 12 V.

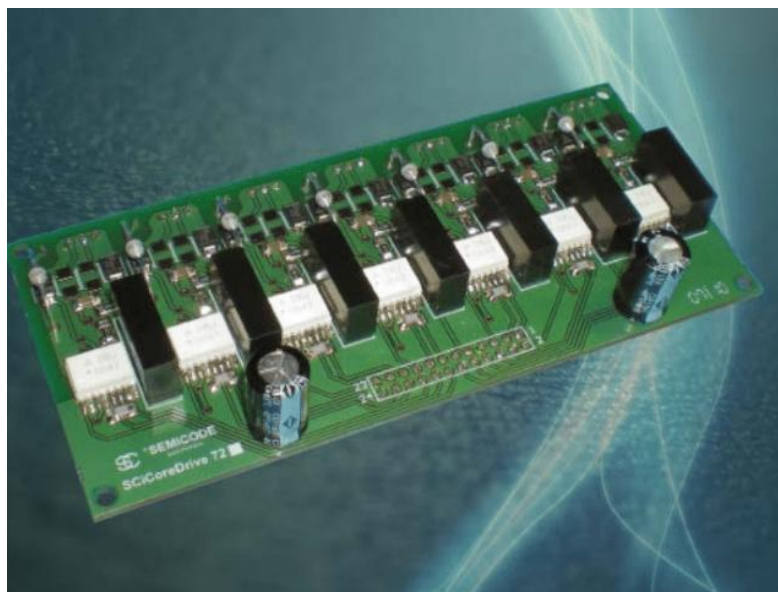


Figura 91. Mòdul del drivers SCiCoreDrive72 incorporat al mòdul de Guash.

Tot i això, s'ha comprovat que els divers no coincidien del tot amb les especificacions del mòdul Guash, per això es va optar per comprovar mitjançant el port RS232 els punts de connexió incorporats al Datasheet, tal i com es pot veure a la figura 91.

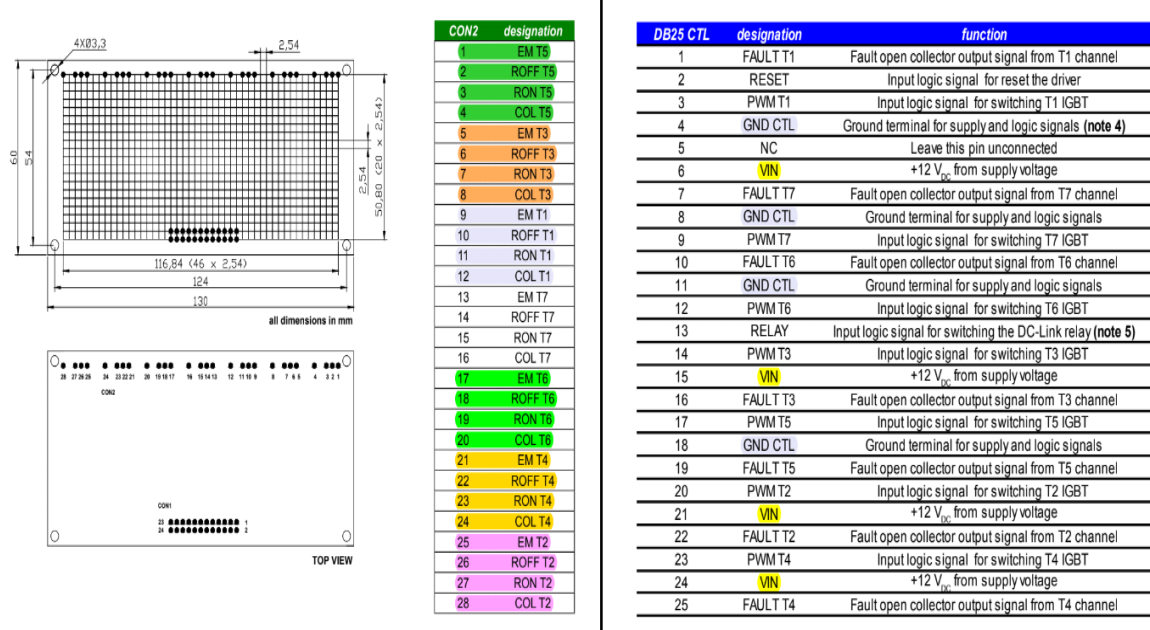


Figura 92. Mòdul del drivers SCiCoreDrive72 incorporat al mòdul de Guash.

Es va haver per tant, de mesurar pin a pin les connexions que es corresponien del mòdul de drivers amb la seva correspondència al cable RS232. Un cop establertes les relacions de cada pin del connector, es van etiquetar tal i com es pot veure a la figura 93 .

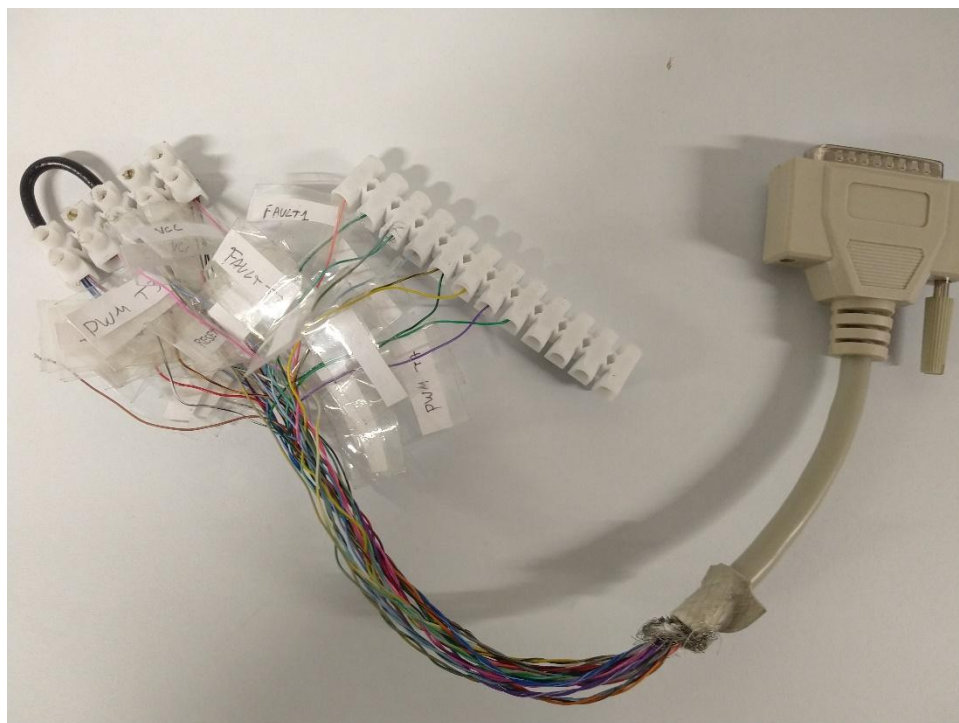


Figura 93. Mòdul del drivers SCiCoreDrive72 incorporat al mòdul de Guash.

8.4. Realització de la PCB

Per a realitzar la PCB s'ha utilitzat el software de disseny de PCB anomenat Altium. S'ha escollit aquest software de disseny per ser utilitzat a l'empresa on feia pràctiques i estar familiaritzat amb ell. A l'hora de dissenyar la PCB, es molt important seguir una sèrie de regles per tal de reduir futurs problemes electrònics. Aquests problemes poden ser problemes de soroll, problemes de EMC, i problemes de funcionalitat. Per tal de reduir això, s'han seguit els següents punts a la elaboració de la PCB.

-El negatiu i positiu de la PCB han d'estar lo més junts possibles. Si la potència d'anada i tornada en les línies de potència prenen direccions distintes, això pot comportar un augment de emissió electromagnètica.

-Els components han d'estar el més junts possibles entre sí. Sí els components estan separats es pot acoblar senyals electromagnètiques i incidir en soroll.

-En les senyals de potència es millor la creació de un pla de massa. Això es pel fet de que si hi ha algun punt on s'agrupin més els electrons, aquest pot tenir major estrès elèctric.

-Evitar la creació de vies entre plaques. Cada via que es realitzi entre plaques pot incidir en la creació de un condensador paràsit.

Amb aquest punts en ment, es important seguir la normativa del estàndard IEC60950 de seguretat electrònica. En aquesta normativa, s'ha de fer un incís en les definicions de "clearance" i "creepage" que qualsevol disseny electrònic hauria de complir.

Pel que fa al "clearance", es la distància més petita entre "pads" de dos components mesurada a través de l'aire.



Figura 94. Representació del "clearance" [13]

Pel que fa al “creepage”, es la distància més petita entre “pads” mesurada a través de la PCB.

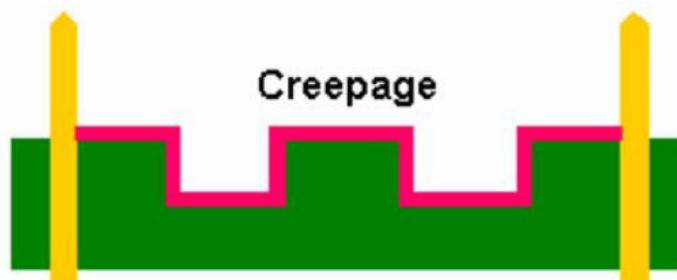


Figura 95. Representació del “creepage” [13]

Dintre de la normativa s’ha buscat els paràmetres referents a la distància de “creepage” i “clearance” que ha de complir la meua placa. Si compleix qualsevol dels dos límits, la placa seria apta per la IEC6950.

Per exemple, s’ha buscat el punt de més tensió disponible al circuit i aquest es el de 400 V. Es busca en la figura 96 el punt de 400 V i es dimensiona aquesta distància totes les línies de potència.

Voltage Between Conductors (DC or AC Peaks)	Minimum Spacing						
	Bare Board				Assembly		
	B1	B2	B3	B4	A5	A6	A7
0-15	0.05 mm [0.00197 in]	0.1 mm [0.0039 in]	0.1 mm [0.0039 in]	0.05 mm [0.00197 in]	0.13 mm [0.00512 in]	0.13 mm [0.00512 in]	0.13 mm [0.00512 in]
16-30	0.05 mm [0.00197 in]	0.1 mm [0.0039 in]	0.1 mm [0.0039 in]	0.05 mm [0.00197 in]	0.13 mm [0.00512 in]	0.25 mm [0.00984 in]	0.13 mm [0.00512 in]
31-50	0.1 mm [0.0039 in]	0.6 mm [0.024 in]	0.6 mm [0.024 in]	0.13 mm [0.00512 in]	0.13 mm [0.00512 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.13 mm [0.00512 in]
51-100	0.1 mm [0.0039 in]	0.6 mm [0.024 in]	1.5 mm [0.0591 in]	0.13 mm [0.00512 in]	0.13 mm [0.00512 in]	0.5 mm [0.020 in]	0.13 mm [0.00512 in]
101-150	0.2 mm [0.0079 in]	0.6 mm [0.024 in]	3.2 mm [0.126 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.8 mm [0.031 in]	0.4 mm [0.016 in]
151-170	0.2 mm [0.0079 in]	1.25 mm [0.0492 in]	3.2 mm [0.126 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.8 mm [0.031 in]	0.4 mm [0.016 in]
171-250	0.2 mm [0.0079 in]	1.25 mm [0.0492 in]	6.4 mm [0.252 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.8 mm [0.031 in]	0.4 mm [0.016 in]
251-300	0.2 mm [0.0079 in]	1.25 mm [0.0492 in]	12.5 mm [0.4921 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.8 mm [0.031 in]	0.8 mm [0.031 in]
301-500	0.25 mm [0.00984 in]	2.5 mm [0.0984 in]	12.5 mm [0.4921 in]	0.8 mm [0.031 in]	0.8 mm [0.031 in]	1.5 mm [0.0591 in]	0.8 mm [0.031 in]
> 500 See para. 6.3 for calc.	0.0025 mm /volt	0.005 mm /volt	0.025 mm /volt	0.00305 mm /volt	0.00305 mm /volt	0.00305 mm /volt	0.00305 mm /volt

Figura 96. Distàncies mínimes de “Clearance” de la normativa IEC60950 [13]

Els punts B1, B2 i B3 de la 78 corresponen a distàncies sobre el nivell del mar. La nostra placa es defineix sobre el nivell B2 que correspon a 3050 m sobre el nivell del mar. Es per això que en el nostre punt més alt de potència s’hauria de mantenir una separació de 2,5 mm.

8.5. Programació de la DSP

Un cop ha estat adaptat el esquemàtic amb el blocs corresponents resulta molt fàcil la extrapolació del codi. Dintre de la barra d'eines del menú PSIM, dintre del apartat de simulacions hi ha un bloc que posa "Generate Code". Fent clic allà, es compilarà el programa, i si no hi ha cap error es generarà un arxiu ccsv3.3 llest per a ser implementat al l'entorn de programació Code Composer.

8.5.1. Code Composer

El mòdul de PSIM SimCoder, en combinació amb la targeta de Hardware per la DSC F28335, permet generar un codi preparat per a ser implementat tal i com s'ha explicat al capítol d'autogeneració de codi. En aquest capítol es pretén explicar, els passos que s'han seguit per a un cop generat el programa, compilar i debuggar el codi en Code Composer Studio, i fer-ho funcionar a la DSP.

El arxiu generat al PSIM per la autogeneració de codi es per a CCS v3.3. La versió de CCS que s'està utilitzant es la versió 9.0.1, per tant es feia necessari l'ús de la funció "Import legacy v3.3 Project".

Per importar el projecte generat a PSIM, s'havia de transferir el projecte CCS v3.3 a un projecte CCS v9 anant a Project>> Import Legacy CCSv3.3 Project. S'obria la següent finestra on s'havia de clicar a "Browse..." i s'havia de escollir la carpeta on s'havia auto generat el codi de PSIM per a després polsar "Next"

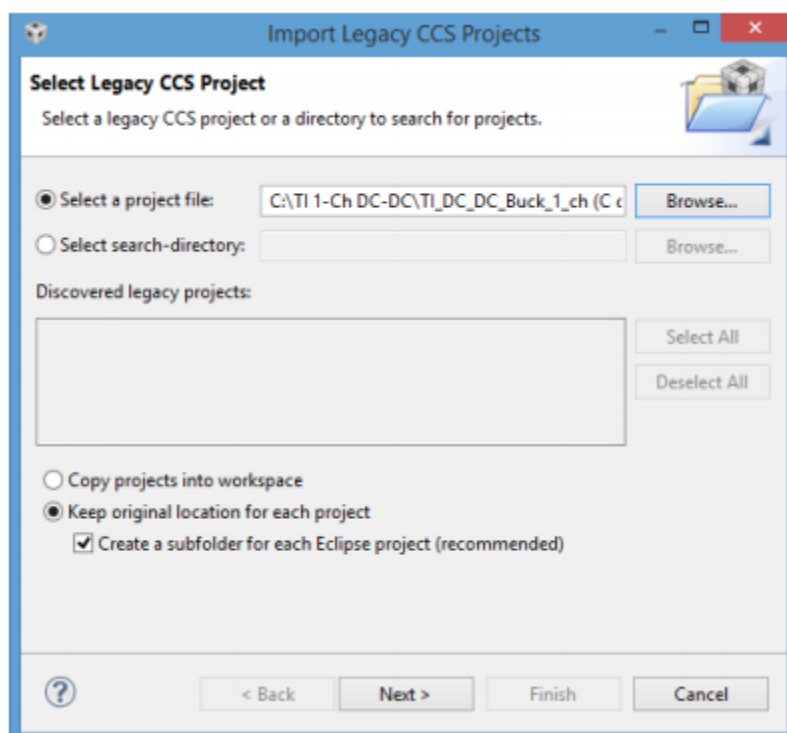


Figura 97. Finestra per importar el codi CCS 3.3v. [2]

S'obria una nova finestra que s'havia de donar al botó "Finish". El projecte transformat era carregat automàticament i es podia veure com a la següent imatge.

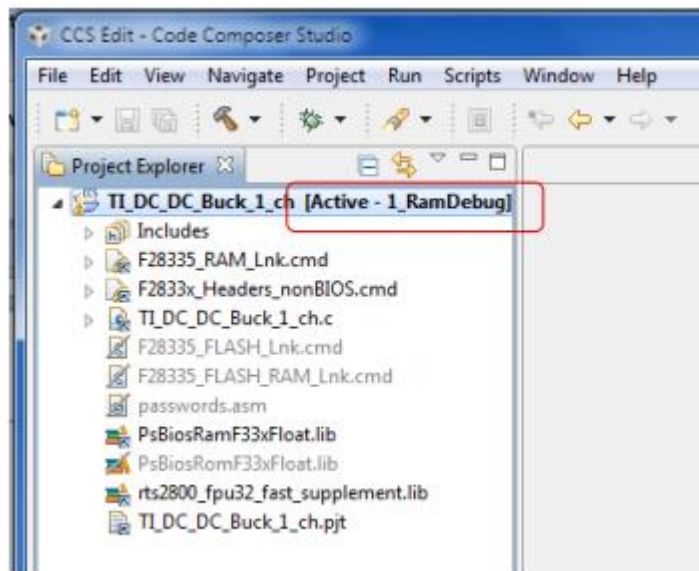


Figura 98. Finestra amb el codi carregat al CCS . [2]

El programa automàticament carregava el codi a la memòria RAM de la DSP. Si es volia guardar en una altre memòria es podria canviar a un altre tipus de memòria disponible a la DSP.

Per a compilar el projecte, se li havia de donar al botó dret a un està el nom del projecte guardat, i clicar a l'opció que s'obre "Build Project". Al ser la versió 9.0, quan es compilava el projecte es mostrava el següent error, " Product 'XDAIS' v1.0.0 is not currently installed and no compatible version is available. Please install this product or a compatible versió." . Per a solucionar aquest error, se li havia de fer clic dret al nom del projecte i seleccionar Properties>>General>> Products i s'obria un panell com el mostrat a la figura 99.

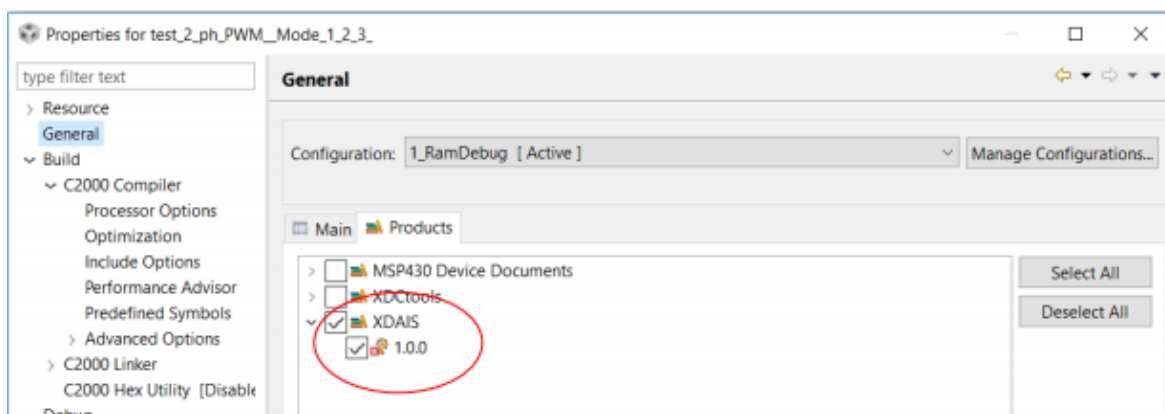
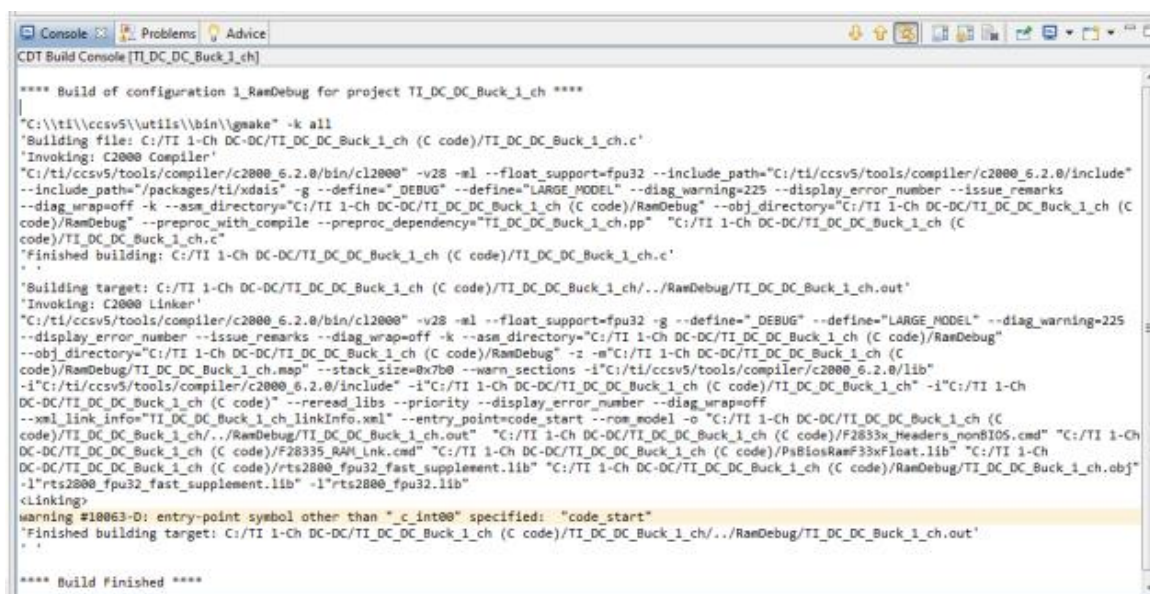


Figura 99. Figura per solucionar erros XDIAS en CCS . [2]

S'havia de desseleccionar aquesta opció que venia marcada per defecte i es podia compilar el codi. Un cop la compilació es completava, CCS mostrava la següent figura 100.



```

**** Build of configuration 1_RamDebug for project TI_DC_DC_Buck_1_ch ****
"C:\ti\ccsv5\utils\bin\gmake" -k all
Building file: C:/TI 1-Ch DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C code)/TI_DC_DC_Buck_1_ch.c
Invoking: C2000 Compiler
"C:/ti/ccsv5/tools/compiler/c2000_6.2.0/bin/cl2000" -v28 -ml --float_support=fpu32 --include_path="C:/ti/ccsv5/tools/compiler/c2000_6.2.0/include"
--include_path="C:/ti/ccsv5/tools/compiler/c2000_6.2.0/include" --define="DEBUG" --define="LARGE_MODEL" --diag_warning=225 --display_error_number --issue_remarks
--diag_wrap=off -k --asm_directory="C:/TI 1-Ch DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C code)/RamDebug" --obj_directory="C:/TI 1-Ch DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C
code)/RamDebug" --preproc_dependency="TI_DC_DC_Buck_1_ch.pp" "C:/TI 1-Ch DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C
code)/TI_DC_DC_Buck_1_ch.c"
Finished building: C:/TI 1-Ch DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C code)/TI_DC_DC_Buck_1_ch.c
Building target: C:/TI 1-Ch DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C code)/TI_DC_DC_Buck_1_ch/./RamDebug/TI_DC_DC_Buck_1_ch.out
Invoking: C2000 Linker
"C:/ti/ccsv5/tools/compiler/c2000_6.2.0/bin/cl2000" -v28 -ml --float_support=fpu32 -g --define="DEBUG" --define="LARGE_MODEL" --diag_warning=225
--display_error_number --issue_remarks --diag_wrap=off -k --asm_directory="C:/TI 1-Ch DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C code)/RamDebug"
--obj_directory="C:/TI 1-Ch DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C code)/RamDebug" -z -m"C:/TI 1-Ch DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C
code)/RamDebug/TI_DC_DC_Buck_1_ch.msp" --stack_size=0x7b0 --warn_sections -i"C:/ti/ccsv5/tools/compiler/c2000_6.2.0/lib"
-i"C:/ti/ccsv5/tools/compiler/c2000_6.2.0/include" -i"C:/TI 1-Ch DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C code)/TI_DC_DC_Buck_1_ch" -i"C:/TI 1-Ch
DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C code)" --reread_libs --priority --display_error_number --diag_wrap=off
--xml_link_info="TI_DC_DC_Buck_1_ch_linkInfo.xml" --entry_point=code_start --rom_model -o "C:/TI 1-Ch DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C
code)/TI_DC_DC_Buck_1_ch/./RamDebug/TI_DC_DC_Buck_1_ch.out" "C:/TI 1-Ch DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C code)/F28335_Headers_nonBIOS.cmd" "C:/TI 1-Ch
DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C code)/F28335_RAM_Lnk.cmd" "C:/TI 1-Ch DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C code)/PsBiosRamF33xFloat.lib" "C:/TI 1-Ch
DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C code)/rts2800_fpu32_fast_supplement.lib" "C:/TI 1-Ch DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C code)/RamDebug/TI_DC_DC_Buck_1_ch.obj"
-l"rts2800_fpu32_fast_supplement.lib" -l"rts2800_fpu32.lib"
Linking
warning #10063-D: entry-point symbol other than "_c_int00" specified: "code_start"
Finished building target: C:/TI 1-Ch DC-DC/TI_DC_DC_Buck_1_ch (C code)/TI_DC_DC_Buck_1_ch/./RamDebug/TI_DC_DC_Buck_1_ch.out
**** Build Finished ****

```

Figura 100. Finestra amb el codi compilat al CCS . [2]

Abans de carregar el programa a la DSP, es necessitava crear la configuració de la targeta. S'havia de seleccionar View << Target Configurations. S'havia de donar al clic al botó dret a "User defined", i seleccionar "New Target Configuration" en la finestra nova que es mostrava.

S'havia de canviar el nom al arxiu a la targeta que es volia definir, que era la F28335, i donar-li al botó de "Finish". Un cop realitzat això, tal i com es mostra a la figura 101, s'havia de escollir la connexió que s'està escollint amb la estació de treball de la DSP. En el meu cas es el "USD X100" i s'havia de buscar el dispositiu en el llistat de "Board of Device", que en el nostre cas era el "Delfino". I guardar la configuració.

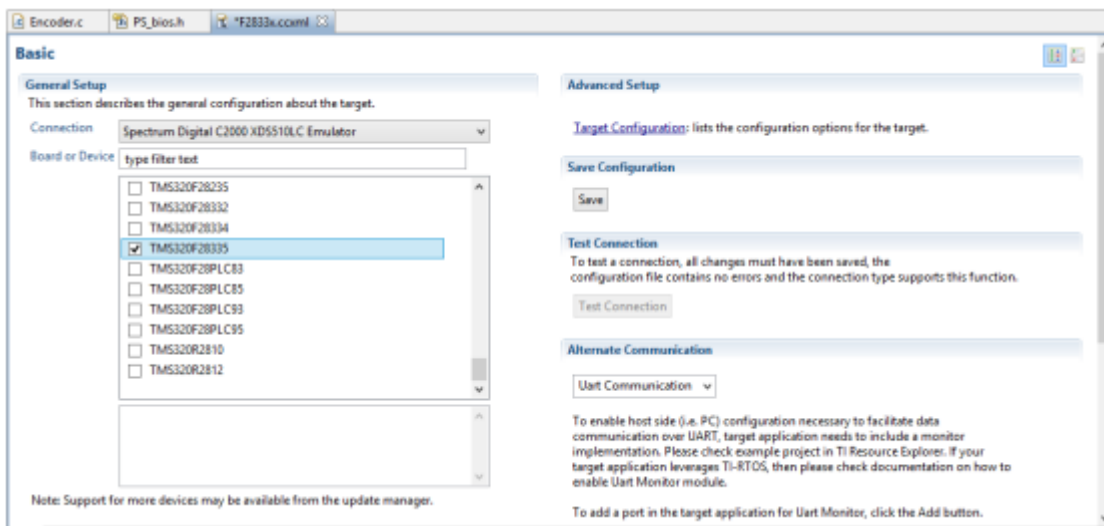


Figura 101. Finestra amb el codi compilat al CCS . [2]

De nou en la finestra "Target Configurations", es feia clic al botó dret a "f28335.ccxml", i es donava a l'opció "Link File to Project". S'havia de buscar el nom del projecte carregat amb anterior i lligar-ho. El procés es pot veure a la imatge 102.

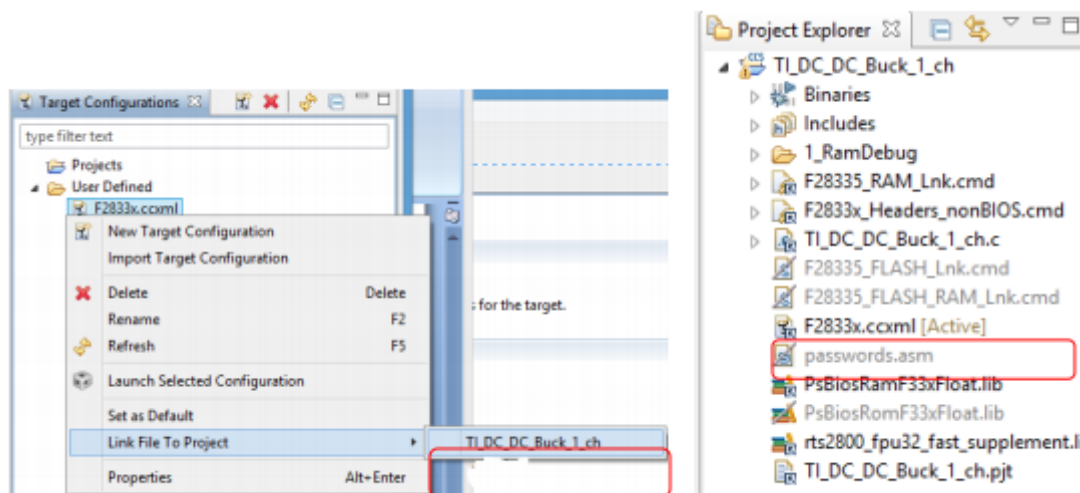


Figura 102. Finestra amb el codi compilat al CCS . [2]

Un cop fet això, el projecte ja es podia debugar. Per a carregar-ho a la DSP, només s'havia de connectar l'ordinador a la DSP i mirar que reconeixia els drivers de la DSP. Després, s'havia de seleccionar en CCS Run >> Debug per a connectar el ordinador a la DSP. Si la connexió funcionava, el programa es carregava a la DSP, i es podia veure una imatge com la de la figura 103.

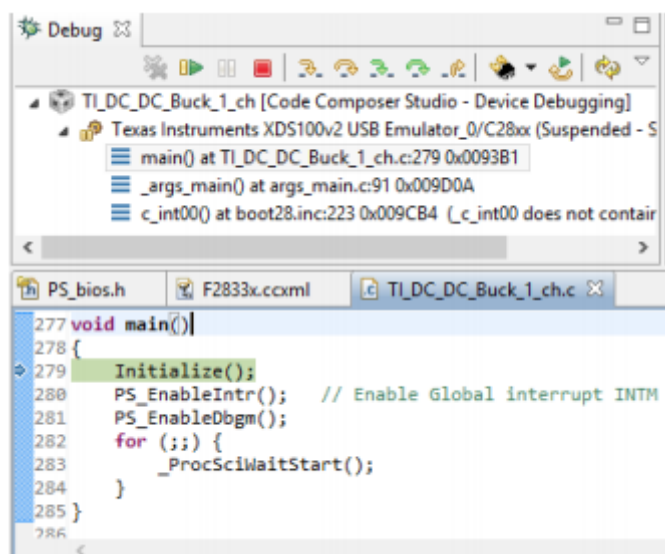


Figura 103. Finestra amb el codi debugat al CCS . [2]

Un cop fet això, la DSP F28335 es resetejava però no feia corre el codi. Per a fer correr el codi a la DSP, s' utilitzava la barra d'eines de la figura 104 de la part superior del menú Debug i es donava al "Play".



Figura 104. Barra d'eines del menú Debug de CCS. [2]

Vaig passar algunes setmanes al principi sense poder debuggar el programa, amb un error de compilació que deia que no tenia connexió amb la DSP. Analitzant diferents foros de TI d'ajuda a usuaris amb el meu mateix error, vaig trobar la solució.

La DSP incorpora uns interruptors, en la mateixa placa. Després de connectar la placa de avaluació en connexió USB, s'havia de posar el interruptor SW1 i SW2 a on (els quals no venien per defecte). El interruptor SW3 era per activar o el CH1 o el CH2 de sortida. El SW3 es movia a la posició de CH2.

8.6. GSS

L'estació de treball per a controlar la GSS es el programa SAS Control que el proporciona el mateix fabricant de la GSS. Dintre d'aquest software, es pot fer funcionar la GSS com a font controlada per tensió o com a font controlada per corrent. A més, aquest software permet dibuixar la corba característica de qualsevol panell comprés entre 22 KW de potència.

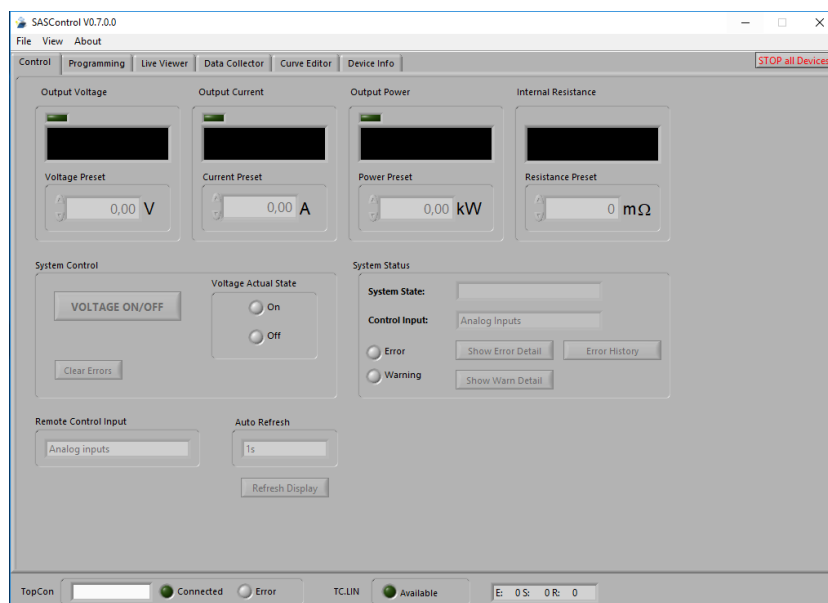


Figura 105. Finestra principal del software SAS Control per la GSS.

Dintre del software SAS control s'estableix la connexió amb la GSS, i un cop establerta mitjançant RS232 o altre tipus de connexió suportada es pot editar la corba del panell.

Per a editar la corba del panell solar, s'ha de marcar l'opció "Calculated Curve" que es pot veure a la figura 106. Un cop marcat això, es pot escollir entre posar els paràmetres del model del panell o que el mateix te'ls calculi només definint la tensió de circuit obert i el corrent de curtcircuit del panell aplicant la normativa EN50530.

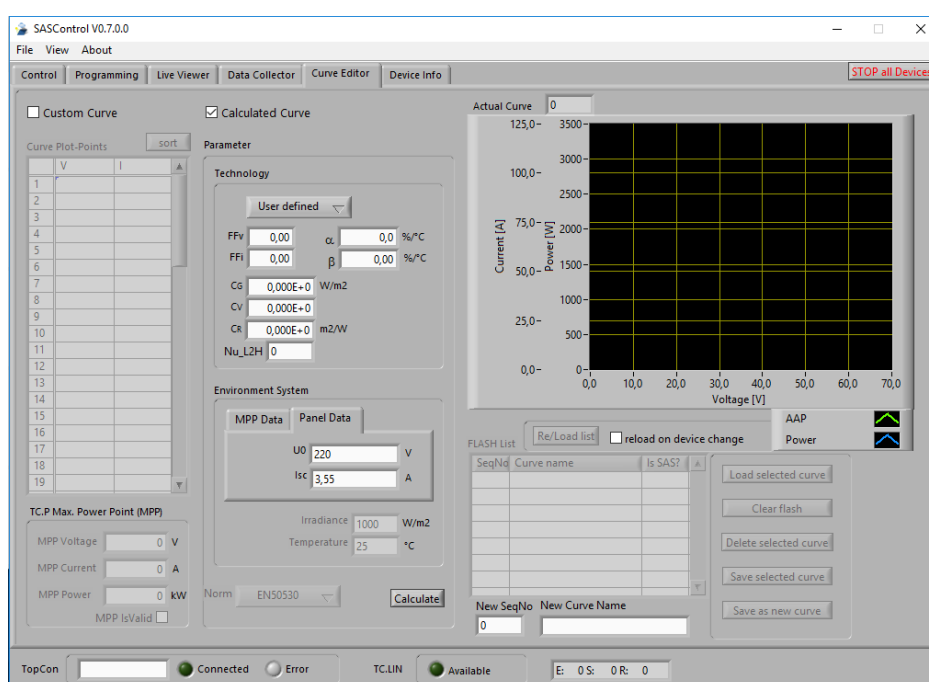


Figura 106. Finestra per la edició de les característiques del panell del software SAS Control per la GSS.

Calculada la característica del panell, es recomanable guardar-la per poder ser utilitzada en altres ocasions mitjançant l'opció "Save selected curve". Per tal implementar-la es tan fàcil com "Load selected curve" per a tenir el SAS energitzat. Un cop el SAS està entregant potència, es molt útil la opció disponible en el software que permet veure en temps real el punt del panell en el que s'està rebarrant.

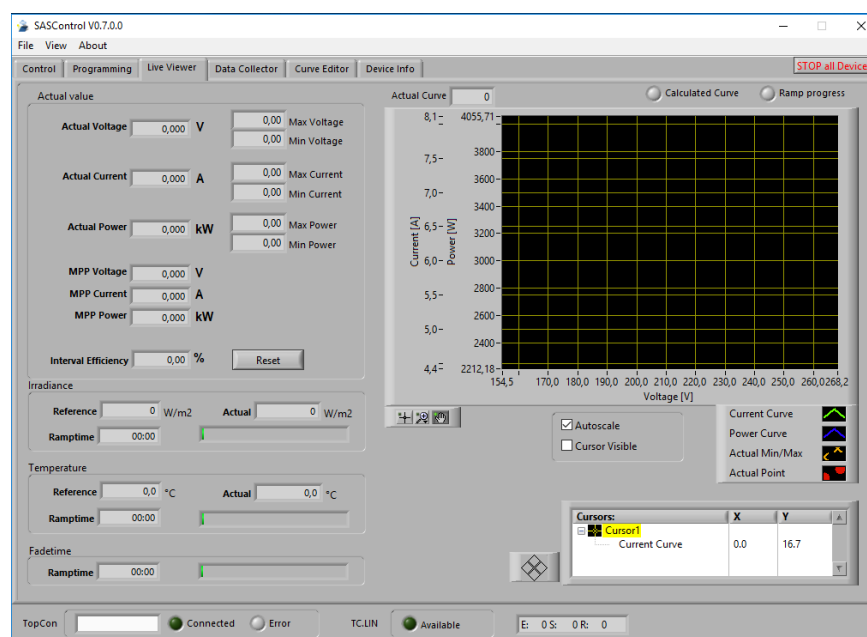


Figura 107. Finestra per la edició de les característiques del panell del software SAS Control per la GSS.

Dintre del menú "Live Viewer" es mostra la corba del panell i mitjançant el cursor t'indica exactament al punt en el que s'està treballant. Aquesta funcionalitat es molt útil de cara a comprovar el correcte funcionament del punt de MPP per que no es necessari monitoritzar les senyals de sortida de la DSP i visualitzar-lo mitjançant un software extern.

9. Resultats experimentals

El primer per a testejar el funcionament del prototip va ser realitzar el muntatge del elevador sobre la placa baquelita per tal de testejar el correcte funcionament del sistema. En aquesta implementació es va utilitzar el mòdul de Guash sobre la primera branca del inversor trifàsic i es va utilitzar la placa de baquelita com a auxiliar de les connexions que faltaven per tal de monitoritzar els paràmetres a la DSP.

El circuit implementat en el circuit de baquelita es el mostrat a la figura 108.

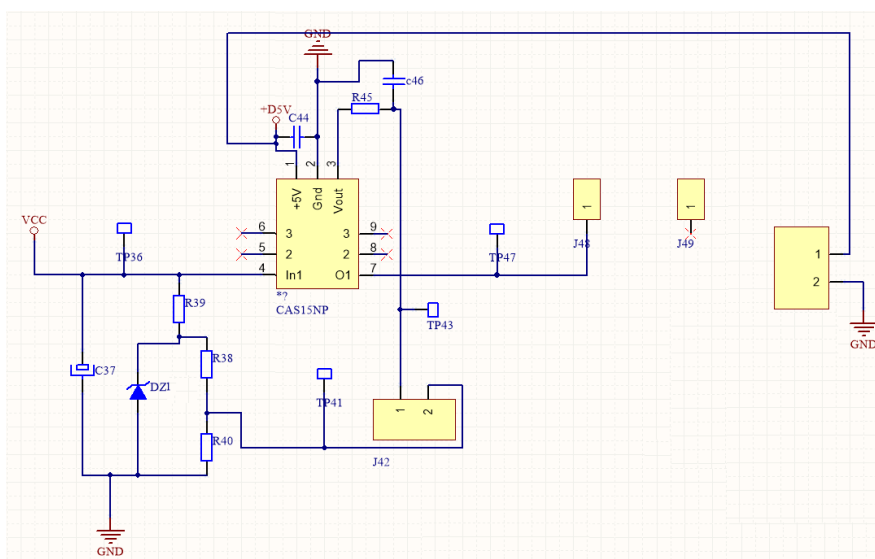


Figura 108. Circuit implementat en la placa de baquelita.

Les connexions de VCC i GND venen directament de la GSS y la senyal que surt de J48 va directament a la bobina que va a la branca "BRK" del mòdul Guash mostrat a la figura 109 El control dels pwm es fa mitjançant el cablejat mostrat al capítol 8.3.

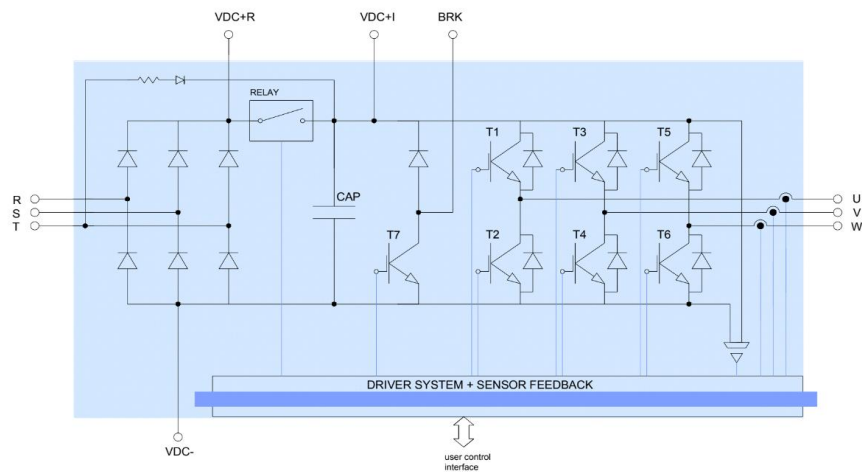


Figura 109. Circuit implementat en la placa de baquelita.

Les tensions VDC + I corresponen a la tensió del bus de continua que va directament a una carrega de 330 Ω . Les imatges del muntatge es poden veure a la figura 110.

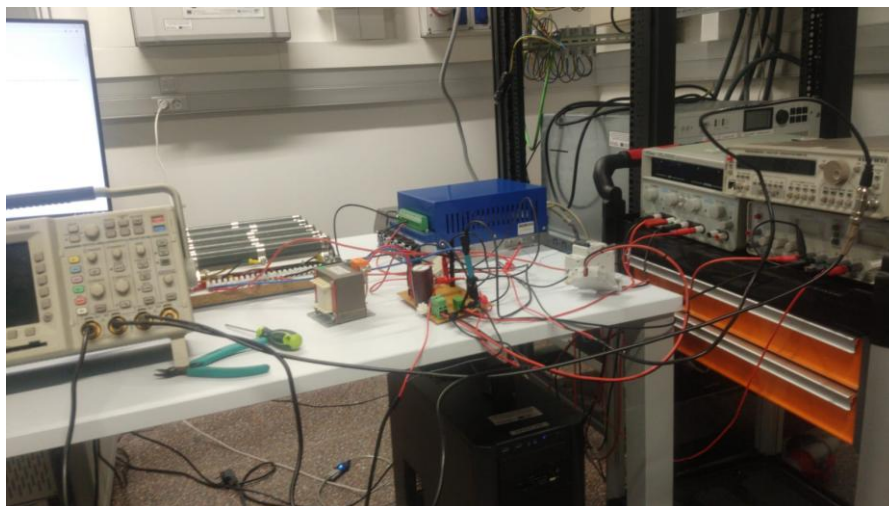


Figura 110. Muntatge experimental.

Tal i com es pot veure, es pot distingir de esquerra a dreta els següents elements que componien el sistema. Primer el oscil·loscopi, després les càrregues, la placa de baquelita, el inversor Guasch, les fonts de tensió i el generador de funcions i la GSS.

El que primer es va fer per tant va ser ajustar els nivells dels sensors implementats al circuit, veient la forma de la ona que els caracteritzava per veure si s'implementaven correctament al circuit.

La seva forma es pot veure a la figura 111.



Figura 111. Tensions de referència .

En la següent figura es pot veure els nivells de les referències de tensions en el elevador. Per unes tensions de entrada de circuit de panell obert de 252 V es veu que es té una tensió de sortida de 2,48 V que correspon al calculat, i una tensió de 2 per a un corrent de 12 A. Que són valors que corresponen als paràmetres de guany calculats.

Pel que fa a les captures del elevador en llaç obert va haver un problema d'adquisició de dades amb l'oscil·loscopi emprat.

El control no es va arribar a poder provar en el projecte experimentalment.

10. Treball futur

En aquest punt es desitja establir els punts necessaris per a guiar a qualsevol investigador a perfeccionar el sistema.

-Proba experimental del MPPT. Això permetrà conèixer com d'eficient es el algoritme disseny i donar el pas per a realitzar noves rutines de MPPT.

-Proba de injecció a la xarxa. Això permetrà conèixer el comportament dissenyat del inversor trifàsic, coneixent els seus paràmetres de eficiència, rang de tensions, corrents i potències amb les quals es segur treball, entre altres.

-Promoure que el sistema compleixi les reglamentacions elèctriques internacionals. Això es el primer pas per a crear un producte que pugui ser utilitzat comercialment.

Conclusions

A aquest treball de final de grau s'ha tingut com a objectiu dissenyar i construir un inversor fotovoltaic, amb l'afegit de que es devia poder sincronitzar amb la xarxa elèctrica. El disseny i la seva implementació funcional es el objectiu principal del treball. En canvi, no va ser possible del tot provar experimentalment les característiques del MPPT i de la injecció a la xarxa. Sí que s'aconsegueix la simulació del control i la implementació en la DSP.

S'ha vist la gran quantitat de tècniques de control que es poden implementar en un sistema d'aquest tipus, totes amb els seus avantatges i inconvenients. Es necessari per tant el estudi de les necessitats del sistema i el coneixement exhaustiu de les diferents tècniques de control per la seva correcta implementació. El control PQ, es mostra el control més polivalent per el control de inversors trifàsics per la seva compatibilitat amb la PLL.

És important també la gran necessitat d'inclusió en la inversió trifàsica de convertidors DC/DC quan els panells solar no tenen suficient energia com per a generar una tensió necessària per a poder ser implementada directament en el mòdul inversor.

S'han vist també les capacitats tan grans que mostra el control digital respecte al analògic pel que fa concretament a l'electrònica de potència. Una DSP presenta una gran facilitat d'implementació en el disseny, però aquesta no es tan trivial com es pot pensar. L'eina de simulació PSIM presenta una gran quantitat de llibreries que faciliten la seva connectivitat, però esdevenir un usuari que domini totes les possibilitats que vindrà el sistema requereix de cert sacrifici en quantitat d'hores implicades.

Per a dissenyar la PCB s'ha vist que el software de disseny Altium presenta moltes possibilitats per al disseny d'una PCB industrial. En aquest es possible la implementació de regles que ajuden al rutatge per el compliment de les normatives de "creepage" i "clearance" de la PCB. Tot i això, el software d'ALTUIM requereix d'una certa formació al ser aquest un software enfocat al món industrial.

En aquest treball es depenia molt del treball al laboratori E3PACS, ha sigut complicat per a mi ja que no es podia avançar molt en casa i jo treballava als matins. Tot i això, aquesta experiència m'ha ajudat a adquirir coneixements que aplicaré al meu món laboral i encara que no s'han complert tots els objectius marcats, s'han après tècniques de control i disseny de control digital que no es dona en el grau.

Pressupost i/o Anàlisi Econòmica

En aquest es capítol es descriu el pressupost del projecte sencer. S'ha distingit entre tres apartats diferents . En primer lloc es descriu el cost dels materials implementats en la realització del projecte. Posteriorment s'ha de recollir el material conformat per els aparells de mesura i el software emprats.. Per últim, comptabilitzar també els recursos humans emprats en el disseny, construcció i implementació del projecte.

Fraccionant el costos, es facilita la implementació de un grup de treball divers membres amb formació i recursos horaris diferents i proporcionar i dividir equitativament la càrrega de treball imposada a cada membre.

10.1. Recursos de material

Taula 3. Taula de preus de material

Concepte	Preu unitari (€)	Quantitat (unitats)	Cost (€)
DSP	220	1	220
Resistències i condensador SMD	0,5	25	15,5
Mòdul de Guasch	400	1	400
Cablejat	30	1	30
LEM CAS15-NP	20	1	15
Cable RS323	10	1	10
PCB	200	1	200
Càrregues	100	1	100
Connectors	5	2	10
Placa de baquelita	15	1	15
Reactància monofàsica	50	1	50
Total			1065,5

Aquests components conformen el prototip realitzat. Representa , doncs, el valor de cada unitat a construir. En processos més avançats de construcció el disseny es podria optimitzar, baixant preus.

10.2. Recursos de test i desenvolupament

Taula 4. Desglossament de preus de recursos de test i desenvolupament.

Concepte	Preu (€)
Oscil·loscopi Yokogawa DL1640	2000
Font Hameg HM8004	500
GSS	10000
Hameg HM8018	550
PC	2000
PSIM	9000
Altium	15000
Multímetre Fluke 87	543
Function Generator GF-941	500
Estació de soldadura JBC	500
Material de soldadura (Estany, Malla)	5
Eines (Alicates de tall, tornavis)	50
Total	40648

Aquests components representen elements que s'han fet servir durant el disseny del sistema. És una inversió que no depèn del número d'unitats produïdes. Representa una inversió que s'ha de realitzar en el moment 0.

10.3. Recursos humans

Taula 5. Desglossament de preus de recursos humans.

Concepte	Preu (€/h)	Duració (h)	Cost (€)
Proyectista	10	1100	11000
Profesorat	35	40	1400
Total		1140	12400

10.4. Cost total

Taula 6. Resum de cost total.

Concepte	Preu (€)
Recursos de material	1065,5
Recursos de test i desenvolupament	40648
Recursos humans	12400
Total	54113,5

Bibliografia

- [1] Convertidores CC/CA para la conexión directa a la red de sistemas fotovoltaicos, Grup de Recerca en Electrònica de Potència (GREP) del Departament d'Enginyeria Electrònica (DEE) de la ETSEIB
- [2] T. Instruments., TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs) datasheet (Rev. O)
- [3] T. W. Martin, S. S. Ang, "Digital Control For Switching Converters", Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE, 1995, pp. 480 -484 vol.2
- [4] Y. Itoh, S. Kawauchi, "Easy Digital Control Of ThreePhase PWM Convertor", 13th International Telecommunications Energy Conference, INTELEC, 1991, pp. 727 -734
- [5] El Filali, Anas & El Mehdi, Laadissi & Zazi, Malika, "PSIM and MATLAB Co-Simulation of Photovoltaic System using "P and O" and "Incremental Conductance" , MPPT. Journal of Advanced Computer Science and Applications, 2016.
- [6] Wang, T.C.Y. et al. Output Filter Design for A Grid-Interconnected Three-Phase Inverter. A: *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist 2003 PESC 03*. 2003, Vol. 2, p. 779-784. ISSN 0275-9306. DOI 10.1109/PESC.2003.1218154.
- [7] Javier Ramón Sobrino, "Regulador de Carga de Baterías de tres Etapas para Sistemas Fotovoltáicos Autónomos con Seguimiento del punto de máxima Potencia", Proyecto de fin de carrera, UC3m. 2005.
- [8] James Marulanda Durango, Jesser & Escobar Mejía, Andrés & Alzate, Alfonso. (2017). Estudio comparativo de cinco estrategias de compensación de armónicos en filtros activos de potencia. Revista Tecnura. 21. 15. 10.14483/udistrital.jour.tecnura.2017.2.a01.
- [8] Texas Instruments, «DSP Controllers: A Perfect Fit for Solar Power Inverters,» 2006
- [9] Nicolas Murguizur, Disseny d'un convertidor estàtic d'energia elèctrica, per al processament energètic en una microxarxa, emprant IPM (Intelligent Power Module).
- [10] Powersim Inc., «SmartCtrl User's Guide»,2011.
- [11] Renewable Energy Report, Associació de empreses de energia renovable, 2017.

- [12] Texas Instruments, «Digital Signal Controllers (DSCs) TMS320F28x3x,» 2007
- [13] Nod electronics, Clearance and Creepage Rules for PCB Assembly, 2016,
- [14] R. W. Erickson, 'Fundamentals of Power Electronics', First Edition Electronics Group, University of Colorado at Boulde, 1997.
- [15] Godoy, M , Farret, F.A. , Modelling power electronics and interfacing energy conversion Systems, 2016

